

**VŠB – Technická univerzita Ostrava**  
**Fakulta elektrotechniky a informatiky**  
**Katedra elektroniky**

**Návrh a realizace obousměrného DC/DC měniče**  
**Design and Realisation of Bidirectional DC/DC**  
**Converter**

2016

Bc. Antonín Tomšů

## Zadání diplomové práce

Student:

**Bc. Antonín Tomšů**

Studijní program:

N2649 Elektrotechnika

Studijní obor:

2612T015 Elektronika

Téma:

Návrh a realizace obousměrného DC/DC měniče  
Design and Realisation of Bidirectional DC/DC Converter

Jazyk vypracování:

čeština

Zásady pro vypracování:

1. Proveďte teoretickou analýzu funkce obousměrného DC/DC měniče pro přenos energie v soustavách s akumulacími systémy.
2. Navrhněte vhodnou topologii výkonového obvodu měniče pro obousměrný přenos energie mezi stejnosměrnými systémy.
3. U vybraného řešení dimenzujte polovodičové i pasivní komponenty polovodičového měniče a proveďte konstrukční návrh.
4. Vybrané řešení realizujte formou laboratorního modelu a ověřte jeho funkci v rozsahu dle pokynů vedoucího diplomové práce.

Seznam doporučené odborné literatury:

1. Krejčířík, A.: Moderní spínané zdroje, BEN-Technická literatura, 2010, ISBN 978-80-7300-303-6
2. Faktor, Z.: Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje - teorie, příklady návrhu, měření, BEN-Technická literatura, 2002, ISBN 80-86056-91-0
3. Vondrášek, F.: Výkonová elektronika-měniče s vlastní komutací a bez komutace, svazek 3, Plzeň 2003, ISBN 80-7082-980-X

Další literatura dle pokynů vedoucího diplomové práce

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **prof. Ing. Petr Chlebiš, CSc.**

Datum zadání: 01.09.2015

Datum odevzdání: 29.04.2016

doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.  
vedoucí katedry



prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.  
děkan fakulty

**Prohlášení studenta**

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

Dne: 29.4.2016

  
.....

Podpis studenta

## ***Poděkování***

Především bych chtěl poděkovat vedoucímu mé diplomové práce panu prof. Ing. Petru Chlebišovi, CSc. za cenné rady při tvorbě této diplomové práce. Dále bych chtěl poděkovat panu Ing. Martinu Borskému a panu Ing. Petru Chamrádovi za podnětné připomínky a rady během celé realizace. Další poděkování patří celé mé rodině za podporu během studia.

## **Abstrakt**

Diplomová práce se zabývá návrhem a následnou realizací obousměrného DC/DC měniče. V teoretické části práce je proveden rozbor měničů s galvanickým oddělením spolu s popisem funkce jednotlivých obvodových zapojení. Praktická část se zabývá dimenzováním a výběrem součástek pro realizovaný měnič, zejména zahrnuje výběr IGBT tranzistorů, budičů, návrh středofrekvenčního transformátoru, kondenzátorů, tlumivky, snímačů proudu a napětí, výpočet ztrátového výkonu a chlazení. V další části práce je ověřena funkce zapojení pomocí simulace v programovém prostředí LTspice. Na závěr je popsán realizovaný laboratorní model obousměrného DC/DC měniče a shrnuty dosažené výsledky.

## **Klíčová slova**

Obousměrný DC/DC měnič, dimenzování, IGBT, budič, transformátor, ztrátový výkon, simulace, LTspice

## **Abstract**

The diploma thesis deals with design and subsequent implementation of a bidirectional DC/DC converter. Theoretical part is an analysis of galvanic insulated inverters together with a description of the function of the peripheral circuit. Practical part deals with the dimensioning and selection of components for the implemented drive, which included a selection of IGBT transistors, exciters, design of medium-frequency transformer, capacitors, chokes, current and voltage sensors, calculation of the power dissipation and cooling. In the next part of the diploma thesis is verification of connection through simulation function in programming environment LTspice. The last part contains description of a laboratory model realized by the bidirectional DC / DC converter with a summary of the results.

## **Key words**

Reversible DC/DC converter, dimensioning, IGBT, driver, transformer, dissipation power, simulation, LTspice

## Seznam použitých symbolů

Symbol	Jednotka	Význam
$A_e$	[ mm <sup>2</sup> ]	Efektivní průřez jádra
$B_{MAX}$	[ T ]	Maximální hodnota magnetické indukce
$C_X$	[ F ]	Označení kondenzátorů, x – číslo kondenzátoru
$D_X$	[ - ]	Označení diod, x – číslo diody
$E_{cond}$	[ J ]	Statická energie vedení tranzistoru
$E_{sw}$	[ J ]	Dynamická energie spínání tranzistoru
$f$	[ Hz ]	Frekvence
$I_L, I_L$	[ A ]	Proud cívkou v maticovém měniči
$i_A$	[ A ]	Proud zdroje na straně A měniče
$i_B$	[ A ]	Proud zdroje na straně B měniče
$I_C$	[ A ]	Kolektorový proud
$I_{CM}$	[ A ]	Maximální kolektorový proud
$I_{CMRS}$	[ A ]	Efektivní hodnota kolektorového proudu při $s_{max}$
$I_F$	[ A ]	Propustný proud zpětné diody
$I_{FAV}$	[ A ]	Střední hodnota proudu
$I_{FM}$	[ A ]	Maximální proud zpětné diody
$I_{FRMS}$	[ A ]	Efektivní hodnota proudu
$I_{TRA}$	[ A ]	Proud vinutím transformátoru na straně A měniče
$I_{TRB}$	[ A ]	Proud vinutím transformátoru na straně B měniče
$I_{Ua}$	[ A ]	Proud zdroje na straně A měniče
$I_{Ub}$	[ A ]	Proud zdroje na straně B měniče
$I_{PM}$	[ A ]	Rozsah primárního proudu snímače
$I_{PN}$	[ A ]	Primární jmenovitý proud snímače
$I_{SN}$	[ A ]	Sekundární jmenovitý proud snímače
$I_{\mu max}$	[ A ]	Špičková hodnota magnetizačního proudu
$J_1$	[ A/mm <sup>2</sup> ]	Proudová hustota
$L, L_1$	[ H ]	Indukčnost cívky maticového měniče
$I_{L\mu}$	[ A ]	Proud rozptylovou indukčností transformátoru
$L_v$	[ H ]	Indukčnost vinutí transformátoru
$L_\mu$	[ H ]	Rozptylová indukčnost transformátoru
$P_{FAVT}$	[ W ]	Střední hodnota ztrátového výkonu tranzistoru
$P_{FAVD}$	[ W ]	Střední hodnota ztrátového výkonu diody
$p_{href}$	[ kW/m <sup>3</sup> ]	Měrné hysterezní ztráty toroidního jádra T102/66/25
$P_{TOT1}$	[ W ]	Ztrátový výkon napěťového měniče ze strany A→B
$P_{TOT2}$	[ W ]	Ztrátový výkon proudového měniče ze strany A→B
$P_{TOT3}$	[ W ]	Ztrátový výkon napěťového měniče ze strany B→A
$P_{TOT4}$	[ W ]	Ztrátový výkon proudového měniče ze strany B→A

$Q_x$	[ - ]	Označení spínače, x – číslo spínače
$R_{CE}$	[ $\Omega$ ]	Dynamický odpor v sepnutém stavu
$R_{Cu}$	[ $\Omega$ ]	Odpor měděného vinutí
$r_d$	[ $m\Omega$ ]	Diferenciální odpor zpětné diody
$R_{GE}$	[ $\Omega$ ]	Ochranný odpor mezi hradlem a emitorem
$R_{Gon}$	[ $\Omega$ ]	Sériový hradlový zapínací odpor
$R_{Goff}$	[ $\Omega$ ]	Sériový hradlový vypínací odpor
$R_{thc-h}$	[ K/W ]	Tepelný odpor pouzdro - chladič
$R_{thh-a}$	[ K/W ]	Tepelný odpor chladič - okolí
$R_{thj-c}$	[ K/W ]	Tepelný odpor přechod – pouzdro
$S_{Cu}$	[ $mm^2$ ]	Průřez měděného vodiče
$s_{max}$	[ - ]	Maximální střída spínání tranzistorů
$T$	[ s ]	Perioda
$T_a$	[ $^{\circ}C$ ]	teplota okolí
$t_{bl}$	[ s ]	Ochranná doba budiče proti zkratu DSCP
$T_c$	[ $^{\circ}C$ ]	teplota pouzdra
$t_{cond}$	[ s ]	doba vedení proudu
$t_{d(on)}$	[ s ]	Zapínací doba tranzistoru
$t_{d(off)}$	[ s ]	Vypínací doba tranzistoru
$U_A$	[ V ]	Napětí zdroje na straně A měniče
$U_B$	[ V ]	Napětí zdroje na straně B měniče
$U_{CC}$	[ V ]	Napájecí napětí
$U_{CES}$	[ V ]	Maximální blokovací napětí
$U_{CEref}$	[ V ]	Referenční hodnota ochranné hodnoty proti zkratu
$U_{CE(sat)}$	[ V ]	Saturační napětí tranzistoru
$U_{GES}$	[ V ]	Napětí mezi hradlem a emitorem tranzistoru
$U_{L\mu}$	[ V ]	Napětí na rozptylové indukčnosti transformátoru
$U_{PN}$	[ V ]	Rozsah měřeného onapětí
$U_{T0}$	[ V ]	Prahové napětí zpětné diody
$U_{TRA}$	[ V ]	Napětí na straně A transformátoru
$U_{TRB}$	[ V ]	Napětí na straně B transformátoru
$V_e$	[ $mm^3$ ]	Efektivní objem toroidního jádra T102/66/25
$z$	[ - ]	Zatěžovatel
$\sigma$	[ mm ]	Hloubka vniku
$\Delta B_{ref}$	[ T ]	Zdvih indukce
$\Delta i_z$	[ A ]	Zvlnění proudu
$\Lambda$	[ H ]	Magnetická vodivost toroidního jádra T102/66/25
$\rho_{Cu(20^{\circ}C)}$	[ $\Omega.m$ ]	Měrný elektrický odpor mědi při 20 $^{\circ}C$
$\phi$	[ s ]	Zpoždění signálu

## Seznam použitých zkratk

<b>Zkratka</b>	<b>Anglický význam</b>	<b>Český význam</b>
AC	Alternate Current	Střídavý proud
CDAB	Current Dual Active Bridge	Proudový dvojitý aktivní můstek
DAB	Dual Active Bridge	Dvojitý aktivní můstek
DC	Dirrect Current	Stejnoseměrný proud
DHB	Dual Half Bridge	Dvojitý polomůstek
DPS	PCB – Printed Circuit Board	Deska plošných spojů
DSCP	Dynamic Short Circuit Protection	Dynamická ochrana proti zkratu
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor	Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
LTspice	Linear Technology spice	-
PRC	Parallel Resonant Converter	Paralelní rezonanční polomůstek
PWM	Pulse Width Modulation	Pulzně šířková modulace
SRC	Series Resonant Converter	Sériový rezonanční polomůstek
TR	Transformer	Transformátor



## Obsah

Úvod .....	10
1 Teoretická analýza.....	11
1.1 Měniče s galvanickým oddělením .....	11
1.2 Dvojitý aktivní můstek (DAB) .....	12
1.3 Proudový dvojitý aktivní můstek (CDAB) .....	13
1.4 Realizovaný obousměrný DC/DC měnič.....	15
1.4.1 Přenos energie ze zdroje $U_A$ do zdroje $U_B$ .....	17
1.4.2 Přenos energie ze zdroje $U_B$ do zdroje $U_A$ .....	18
2 Dimenzování a výběr součástek.....	19
2.1 Výběr součástek .....	19
2.1.1 IGBT moduly.....	20
2.1.2 Budiče .....	20
2.1.3 Transformátor .....	23
2.1.4 Kondenzátory a tlumivka.....	26
2.1.5 Snímače napětí a proudu.....	26
2.2 Ztrátový výkon měniče a chlazení .....	28
2.2.1 Dimenzování chlazení .....	30
3 Řídicí systém měniče .....	33
3.1 Digitální signálový procesor TMS320F28335 .....	33
4 Simulace měniče .....	34
4.1 Simulace přenosu energie ze zdroje $U_A$ do zdroje $U_B$ .....	35
4.2 Simulace přenosu energie ze zdroje $U_B$ do zdroje $U_A$ .....	37
5 Realizace laboratorního modelu.....	39
5.1 Výkonové DPS .....	39
5.2 Řídicí systém měniče .....	40
5.3 Budiče .....	41
5.4 Koncepce měniče .....	42
5.5 Ověření funkčnosti laboratorního modelu .....	43
Závěr.....	49
Seznam použité literatury .....	50
Seznam příloh.....	52

## Úvod

Elektrická energie našla na začátku minulého století uplatnění v mnoha oblastech techniky. Takzvaná užitná hodnota elektrické energie se zvyšuje s možností měnit její parametry tj. napětí, proud, frekvenci a počet fází. K tomu v dnešní době slouží tzv. měniče, které umožňují na vstupu spotřebiče řídit napětí, měnit kmitočet apod. Základním stavebním prvkem těchto měničů jsou spínané polovodičové součástky. Vznik nových specifických polovodičových materiálů jako např. SiC nebo GaN, umožňuje ve výkonové elektronice dosahovat stále lepších výsledků, jako jsou vyšší spínací kmitočty, menší spínací ztráty, a tím dosáhnout větší účinnosti celého zařízení.

V současnosti je celosvětově kladen velký důraz na problematiku obnovitelných zdrojů. Tyto alternativní zdroje zasáhly ve velké míře také oblast výkonové elektroniky, protože je zapotřebí vyvíjet nové, speciální topologie měničů pro daný účel. Takové zdroje jsou hlavně zdroje fotovoltaické, vodní nebo větrné. Podstatou těchto zdrojů je, že jejich výkon je závislý na přírodních podmínkách. Proto se využívají také různé typy měničů s akumulací pro uložení elektrické energie v době, kdy je generovaná energie nadbytek. A naopak v době potřeby energii z akumulace přenáší ke spotřebiči.

Cílem této práce je navrhnout a realizovat obousměrný DC/DC měnič s galvanickým oddělením. Návrhová část se zabývá vhodnou topologií výkonového měniče pro obousměrný přenos mezi stejnosměrnými systémy. Dále se zabývá dimenzováním polovodičových i pasivních komponentů a konstrukčním návrhem měniče. Součástí práce je realizace laboratorního modelu a ověření jeho funkčnosti.

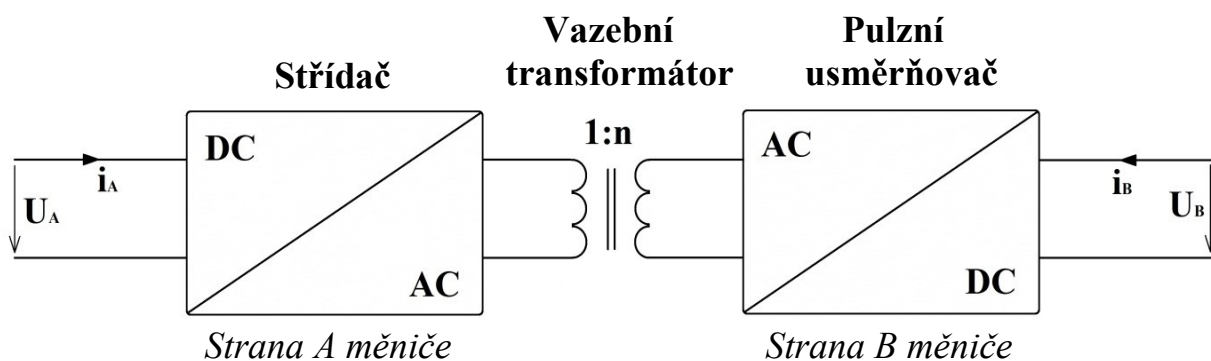
# 1 Teoretická analýza

Obousměrné měniče jsou speciálním typem měničů, které poskytují vazbu dvou zdrojů různých napěťových úrovní. Se stále rostoucím zájmem o energii z obnovitelných zdrojů se i obousměrné měniče dostávají do popředí zájmů v elektrotechnice. Velká efektivita celého zařízení je dána využitím přebytečné energie, která se uchovává v akumulačním systému měniče. Tyto akumulační systémy bývají většinou akumulátorové baterie nebo superkondenzátory. Nejvýznamnějšími představiteli obnovitelných zdrojů jsou fotovoltaické, větrné a vodní elektrárny. Tyto elektrárny obvykle nejsou schopny dodávat konstantní výkon do zátěže a je tedy nutné tento výkon regulovat pomocí obousměrných měničů s akumulačními systémy.

Práce se zabývá návrhem obousměrného DC/DC měniče pro alternativní zdroje energie. Obousměrné DC/DC měniče se dělí na měniče bez galvanického oddělení a s galvanickým oddělením. V našem případě se budeme zabývat obousměrným DC/DC měničem s galvanickým oddělením. Toto galvanické oddělení je realizováno středofrekvenčním transformátorem. V této kapitole jsou popsány základní zapojení měničů společně s jejich funkcemi.

## 1.1 Měniče s galvanickým oddělením

Nejčastějším důvodem pro zavedení galvanického oddělení jsou zlepšení EMC, bezpečnost a v neposlední řadě ochrana jednotlivých systémů měniče. V našem případě je galvanické oddělení řešeno pomocí transformátoru. Proto je nutné, aby byl měnič vybaven střídavým obvodem pro přenos energie pomocí transformátoru. Blokové schéma obousměrného DC/DC měniče je na Obrázku 1.



Obrázek 1 – Blokové schéma obousměrného DC/DC měniče

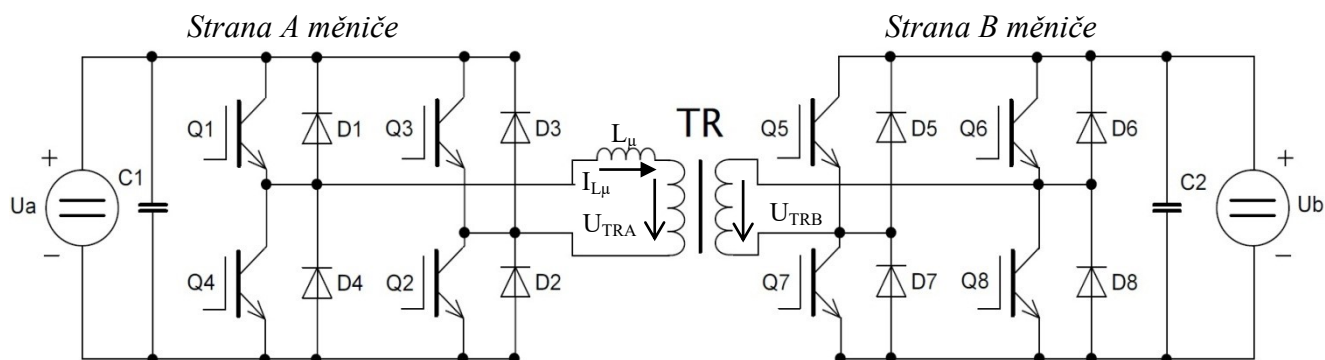
Oba měniče zajišťují možnost obousměrného toku energie. Díky této vlastnosti je celý systém řízení měniče složitý a vede k nasazení výkonného mikroprocesorového řídicího systému. V obou DC/AC měničích je nutná přítomnost řízených spínačů (obousměrná funkce měniče). K základním typům měničů s galvanickým oddělením patří:

- Dvojitý aktivní můstek (DAB)
- Dvojitý polomůstek (DHB)
- Sériový rezonanční polomůstek (SRC)
- Paralelní rezonanční polomůstek (PRC)

Pro všechny typy galvanicky oddělených měničů je stěžejní správné dimenzování středofrekvenčního transformátoru.[1]

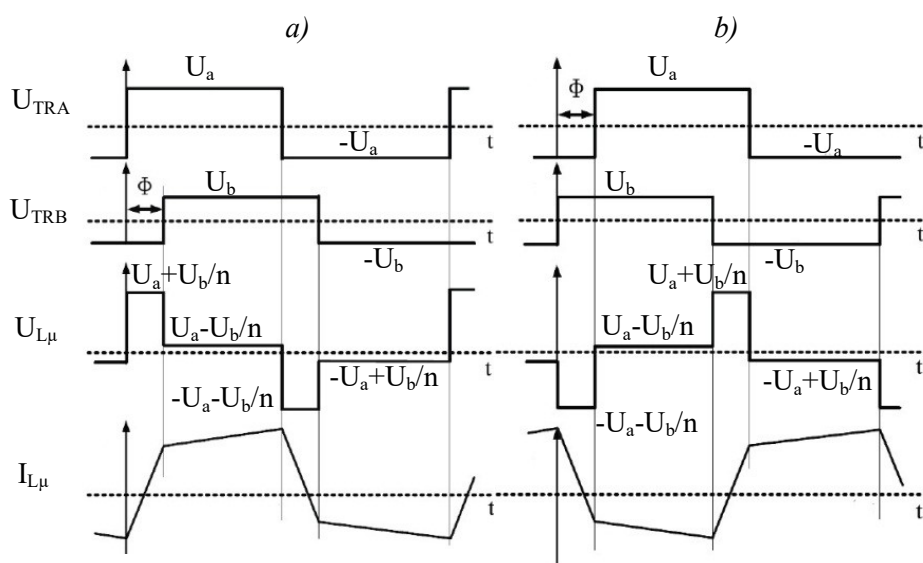
## 1.2 Dvojitý aktivní můstek (DAB)

Zapojení se skládá ze dvou jednofázových DC/AC měničů, které jsou umístěny AC stranou na svorky transformátoru. Princip měniče spočívá v určení směru toku energie přes transformátor. Na základně správného řízení dokáže měnič tento tok určit. Princip řízení měniče vychází z časového posunu napětí na primární a sekundární straně transformátoru. Toto zpoždění signálu  $\phi$  je způsobeno rozptylovou indukčností transformátoru  $L_\mu$  a podle směru toku energie je buď kladné, nebo záporné. Rozptylová indukčnost také určuje maximální velikost přenášeného výkonu, který je závislý na dané frekvenci.



Obrázek 2 - Schéma zapojení dvojitého aktivního můstku[1]

Spínány jsou vždy dvojice tranzistorů aktivního můstku tak, aby bylo vytvořeno obdélníkové napětí na svorkách transformátoru. Druhá „pasivní“ strana můstku pracuje jako usměrňovač, kdy se přenášená energie pouze usměrní. V tomto okamžiku jsou spínače vypnuty. Mezi výhody zapojení patří malé napěťové namáhání spínačů, které je závislé převážně jen na vstupním napětí jednotlivého zdroje. Hlavní nevýhodou zapojení je velké zvlnění proudu na stejnosměrných stranách měniče. Dále vzniká potřeba přesného časování při velkých rozdílech napětí. Na následujícím obrázku 3 jsou zobrazeny základní průběhy veličin při střídě spínání 50%.[1]

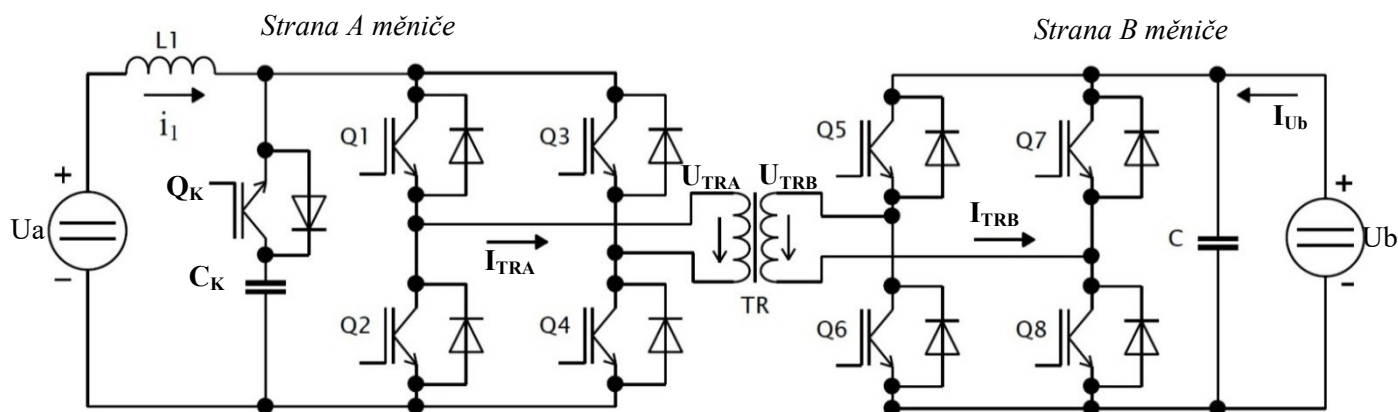


Obrázek 3 – Průběhy základních veličin dvojitého aktivního můstku  
a) přenos energie  $A \rightarrow B$ , b) přenos energie  $B \rightarrow A$

Toto schéma lze prakticky využít za předpokladu, že napětí obou zdrojů je velice blízké.

### 1.3 Proudový dvojítý aktivní můstek (CDAB)

Zapojení je velmi podobné jako u předchozího typu měniče jen s tím rozdílem, že strana A měniče je proudového typu a strana B napěťového typu. Proudový charakter strany A měniče zajišťuje cívka  $L_1$ . Dále je v zapojení přidán spínač  $Q_K$  spolu s kondenzátorem  $C_K$  k potlačení špiček vznikajících během komutace proudu na rozptylové indukčnosti transformátoru.

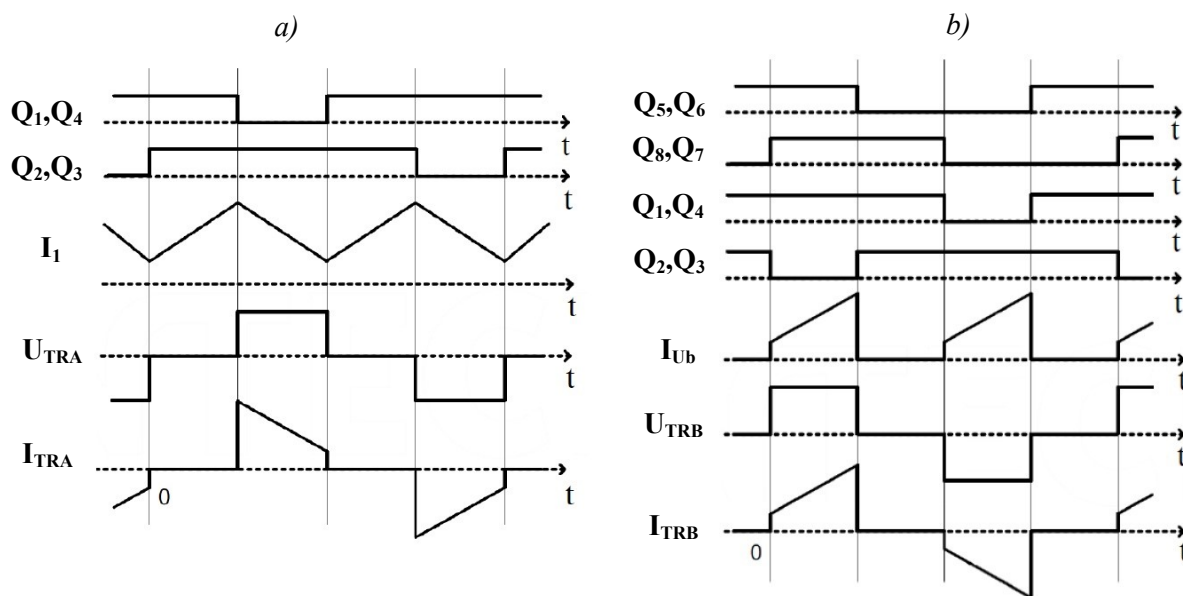


Obrázek 4 – Proudový dvojítý aktivní můstek

Při přenosu energie ze strany A na stranu B měniče jsou na straně A spínány dvojice spínačů  $Q_1, Q_4$  a  $Q_2, Q_3$  se střídou větší jak 50%. To má za následek překrývání sepnutých spínačů, tedy zkrat. Jak je patrné z idealizovaných průběhů na obrázku 5a, proud cívku bude narůstat v době zkratu. Pokud však

bude sepnuta dvojice tranzistorů v diagonále, proud cívku bude klesat. Strana B měniče slouží jako usměrňovač. Z výše uvedeného vyplývá, že změnou doby překrytí pulzů lze měnit velikost přenášené energie. Základním požadavkem je udržení proudu indukčnosti.

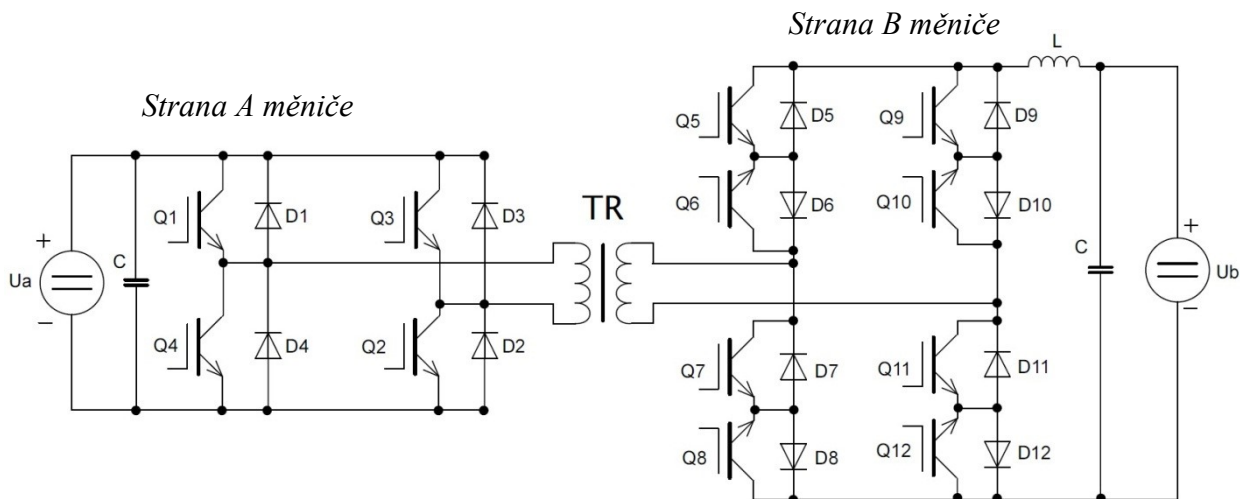
Přenos energie ze strany B na stranu A měniče se řídí pomocí posuvu mezi spínáním spínačů jak proudového tak napěťového měniče. Spínání spínačů spolu se základními průběhy je zobrazeno na obrázku 5b.



Obrázek 5 – Idealizované průběhy proudového dvojitého aktivního můstku  
a) přenos energie  $A \rightarrow B$ , b) přenos energie  $B \rightarrow A$

## 1.4 Realizovaný obousměrný DC/DC měnič

Jak plyne z názvu, obousměrný DC/DC měnič umožňuje tok energie mezi vstupem a výstupem měniče v obou směrech. Na Obrázku 6 je naznačené schéma realizovaného zapojení, které se skládá z jednofázového střídače, maticového měniče, středofrekvenčního transformátoru, vyhlazovacích kondenzátorů a tlumivky.

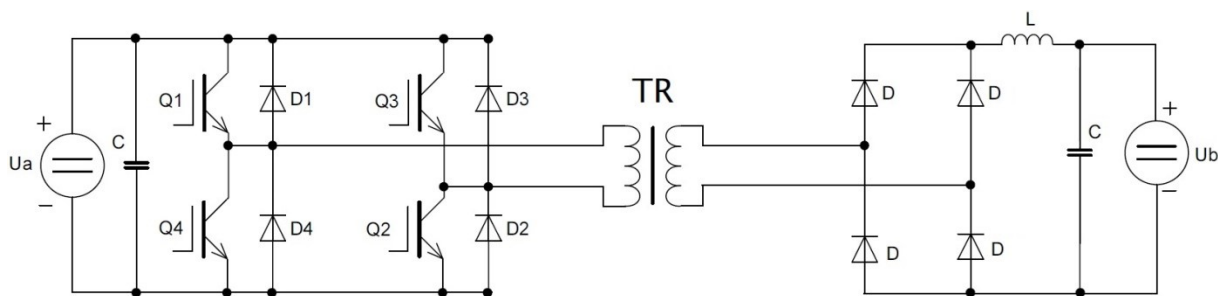


Obrázek 6 – Principiální schéma zapojení obousměrného DC/DC měniče

Protože je měnič obousměrný, je obtížné říct, co je vstup a co výstup. Pro přehlednost je napětový střídač označen jako strana A, a maticový měnič jako strana B. Toto zapojení zachovává posloupnost řazení proudových a napětových prvků v řetězci měniče.

Jednofázový střídač má napětový charakter. Na vstupu je kondenzátor pro vyhlazení napětí. Maticový měnič má na vstupu kondenzátor a tlumivku L, která dělá z maticového měniče proudový zdroj. Transformátor slouží ke galvanickému oddělení.

Pokud by byl měnič pouze jednosměrný ve smyslu napětového zdroje, ze schématu maticového měniče by na straně B zůstal dvojčinný můstkový usměrňovač (Obrázek 7).

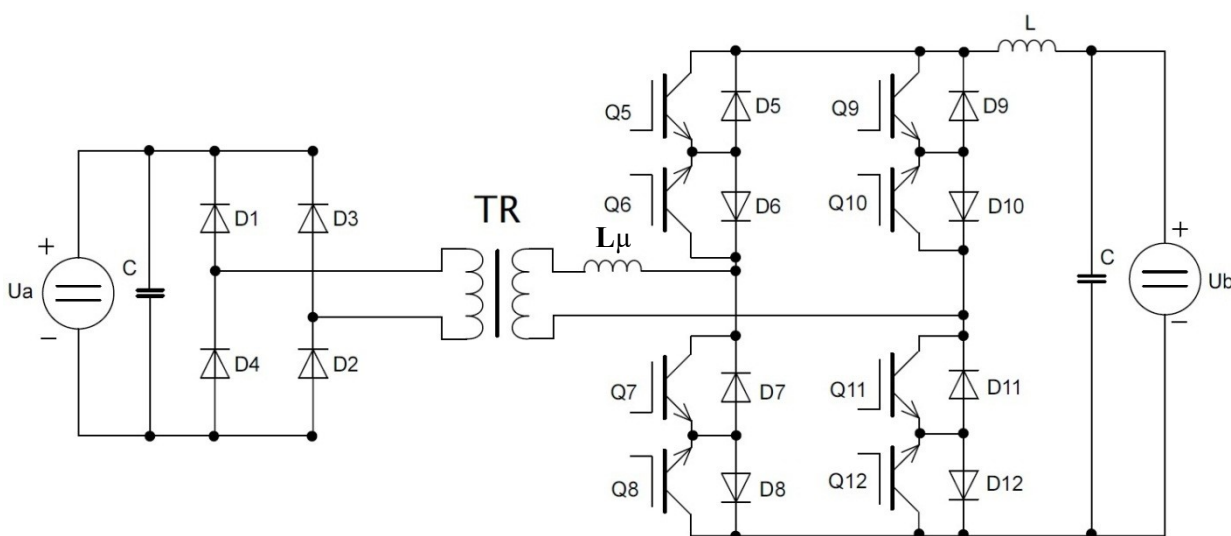


Obrázek 7 – Schéma jednosměrného měniče A→B

Obecný princip přenosu energie ze strany A na stranu B je poměrně jednoduchý. Napětí  $U_A$  je rozstřídáno, přes impulzní transformátor (idealizovaný bezrozptylový) převedeno na stranu B.

Na straně maticového měniče je toto napětí usměrněno. Pro zachování posloupnosti řazení proudových a napěťových prvků, je zde vložena tlumivka  $L$ , která vyrovnává kolísání napětí na výstupu.

Při přenosu energie ze strany B na stranu A vytváří cívka  $L$  z napěťového zdroje  $U_B$  zdroj proudu, který musí být připojen na měnič proudového typu s opačným tokem energie. Cívka  $L$  tedy vytváří proudový zdroj pro tok energie opačným směrem. V důsledku toho jsou potřebné spínací tranzistory se sériovou diodou pro proudový obvod (Obrázek 8), které jsou zpětně závěrné. Základní požadavek u maticového měniče je udržení proudu indukčností  $L$ . Jestliže je proud indukčností spínačem přerušen, dojde na něm k nárůstu napětí na spínačích a následnému prorazení tranzistoru. Dále je nutné správné detekování nulového proudu pro přesné spínání výkonových tranzistorů. Tyto tranzistory musí být obousměrně nevodivé při vypnutém stavu a naopak obousměrně vodivé při sepnutém stavu. To je dosaženo antisériovým zapojením IGBT tranzistorů s diodami. Diody zajišťují zpětnou závěrnost IGBT spínače.



Obrázek 8 - Schéma jednosměrného měniče  $B \rightarrow A$

Princip realizovaného měniče spočívá v tom, že jeden měnič je vždy aktivní a druhý slouží jako usměrňovač energie přenášené přes impulzní transformátor. Při návrhu musíme uvažovat s rozptylovou indukčností transformátoru  $L_\mu$ , která způsobí určité zpoždění napětí  $\phi$  na svorkách transformátoru připojených k aktuální zátěži. Velikost přenášené energie je závislá na šířce pulzu řídicího napětí tranzistoru, tzn., že největší výkon bude přenášen při šířce pulzu  $T/2$ . [2,3]



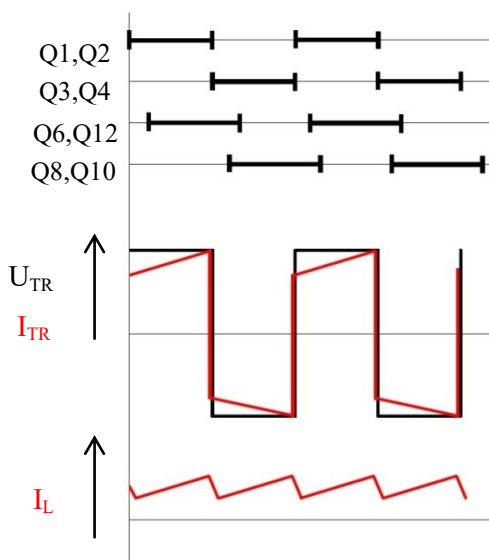
### 1.4.1 Přenos energie ze zdroje $U_A$ do zdroje $U_B$

Pro přenos energie ze strany A na stranu B spínáme v napěťovém střídači dvojice tranzistorů Q1, Q2 a Q3, Q4 s takovou ochrannou dobou, aby nedošlo k současnému sepnutí dvou tranzistorů ve větvi. V maticovém měniči spínáme taktéž dvojice tranzistorů Q6, Q12 a Q8, Q10. V tomto případě je podmínkou pro udržení proudu tlumivkou překrytí pulzů spínaných tranzistorů. Zbývající tranzistory na straně proudového měniče zůstávají vypnuté.

#### Řízení měniče

Nejdříve se v napěťovém měniči sepnou tranzistory Q1, Q2. Tím začne protékat proud primárním vinutím transformátoru. Napětí  $U_{TRA}$  je kladné (napětí zdroje  $U_A$ ). Na straně maticového měniče jsou sepnuty tranzistory Q6 a Q12 přes které se uzavírá proud. Ten se dále uzavírá přes diody D5, D11 a tlumivku. Po vypnutí Q1, Q2 proud nezaniká, ale snaží se udržet směr toku přes diody D3 a D4. V tomto okamžiku je na primární straně vinutí záporné napětí zdroje ( $-U_A$ ) a maticovém měniči se sepnou k tranzistorům Q6, Q12 ještě tranzistory Q8 a Q10 po dobu, než proud na transformátoru dosáhne nulové hodnoty. Sepnutí těchto čtyř tranzistorů je nutnou podmínkou k bezpečné komutaci proudu měniče.

Jakmile je proud tekoucí přes diody D3, D4 roven nule, mohou se sepnout tranzistory Q3, Q4 a napětí  $U_{TRA}$  bude stále záporné ( $-U_A$ ). V maticovém měniči se vypnou tranzistory Q6, Q12 a zůstanou sepnuty pouze tranzistory Q8, Q10 a diody D9, D7, přes které se uzavírá záporný proud. Po vypnutí Q3, Q4 je tomu obdobně jako při vypnutí Q1 a Q2 jen s tím rozdílem, že proud v napěťovém střídači se uzavírá před diody D1, D2 a roste ze záporné hodnoty k nule. Následně jakmile proud dosáhne nulové hodnoty, začíná se cyklus spínání opakovat sepnutím tranzistorů Q1 a Q2. Pro lepší pochopení posloupnosti spínání je na obrázku 9 znázorněn spínací diagram spolu s idealizovanými průběhy napětí a proudu na ideálním transformátoru. Proud tlumivkou maticového měniče klesá v době jeho uzavírání přes zpětné diody. [2,4]



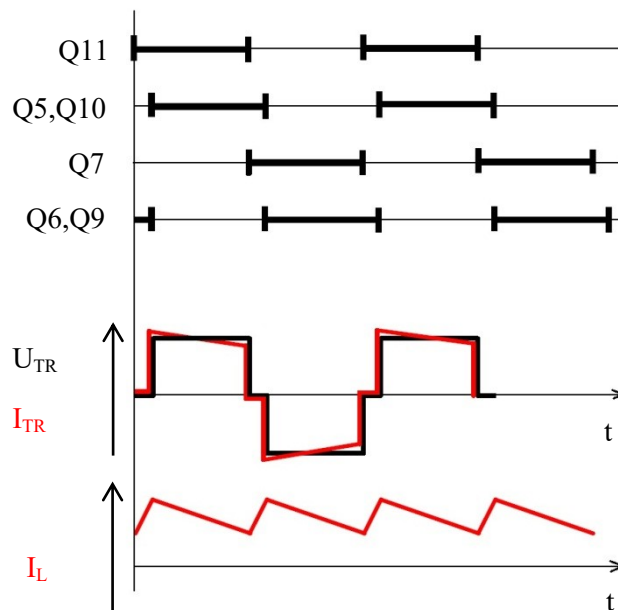
Obrázek 9 – Spínací diagram pro přenos energie ze zdroje  $U_A$  do zdroje  $U_B$

### 1.4.2 Přenos energie ze zdroje $U_B$ do zdroje $U_A$

Při toku energie ze zdroje  $U_B$  do zdroje  $U_A$  spínají pouze tranzistory maticového (proudového) měniče a napěťový střídač v tomto případě plní funkci usměrňovače, kde se energie usměrní přes zpětné diody do zdroje  $U_A$ . Přítomnost tlumivky  $L$  na straně maticového měniče způsobuje, že zdroj  $U_B$  má charakter zdroje proudu (viz. Kapitola 1.4). To má za následek řízení maticového měniče jako proudového střídače.

#### Řízení měniče

Při řešení vycházíme ze stavu, kdy jsou sepnuty tranzistory  $Q_{11}$  a  $Q_9$ . Tím je výstupní cívka zkratována a proud může protékat. Následně po malém zpoždění vypínáme tranzistor  $Q_9$  a zapínáme dvojici tranzistorů  $Q_5$ ,  $Q_{10}$ . Sepnutím spínačů  $Q_5$  a  $Q_{11}$  zajistíme průtok proudu z proudového zdroje (cívky) na vinutí transformátoru. Tato změna proudu zajistí indukování napětí na vinutí transformátoru. Po uplynutí požadované doby, kdy je potřeba změna polarity energie na transformátoru, vypínáme spínač  $Q_{11}$ . V tomto okamžiku prochází proud přes spínače  $Q_5$ ,  $Q_{10}$  a proud komutuje přes diody  $D_9$  a  $D_6$ . Tím se zajistí „odčerpání“ energie z transformátoru. Podmínku nepřerušovaného toku proudu přes tlumivku  $L$  zajistí krátkodobé zkratování obvodu přidáním sepnutí spínače  $Q_7$ . Pokud by došlo k nedodržení této podmínky, na tlumivce se vytvoří přepěťový pulz vysoké hodnoty a mohlo by dojít ke zničení tranzistoru. Tím se stejně jako v prvním kroku zkratuje tlumivka a proud může protékat. Po vypnutí  $Q_5$  a  $Q_{10}$  se k tranzistoru  $Q_7$  sepnou i tranzistory  $Q_6$  a  $Q_9$ . Sepnutím tranzistoru  $Q_9$  vytvoříme na transformátoru napětí opačné polarity a opačného toku proudu. Tranzistor  $Q_6$  připraví cestu pro komutaci proudu z transformátoru. Po vypnutí tranzistoru  $Q_7$  se musí udržet směr toku proudu na transformátoru a jsou tedy sepnuty tranzistory  $Q_6$  a  $Q_9$ . Následně pro dodržení podmínky (viz výše) sepne k tranzistoru  $Q_9$  i tranzistor  $Q_{11}$  a tím na požadovaný okamžik zkratuje zdroj  $U_B$ . Po vypnutí  $Q_6$  a  $Q_9$  spínáme opět tranzistory  $Q_5$ ,  $Q_{10}$  a cyklus se opakuje. Nevýhodou je tzv. součtový proud, který teče přes tranzistor  $Q_9$  a může nabývat velkých hodnot, které jsou závislé na velikost rozptylové indukčnosti  $L_\mu$ . Pro lepší pochopení posloupnosti spínání je na obrázku 10 znázorněn spínací diagram spolu s průběhy napětí a proudu na transformátoru.[2,4]



Obrázek 10 – Zjednodušený spínací diagram pro přenos energie ze zdroje  $U_B$  do zdroje  $U_A$  [2]

Proudové střídače s induktivní zátěží se vyznačují složitějšími komutačními obvody, než je tomu u střídačů napětových. Kmutační obvod musí zajistit dvě důležité funkce, a to vypínací a akumulaci. Vypínací funkce musí zajistit bezpečné vypnutí spínací součástky. Druhá akumulaci funkce musí zajistit spojitý průběh proudu střídavým i stejnosměrným obvodem ve všech cyklech měniče, ale zároveň musí zajišťovat změnu polaritu proudu v zátěži. To zajistíme správným řízením měniče, který vytvoří správné napětové poměry na transformátoru. Avšak v našem případě proudového střídače se jedná o kapacitní zátěž, takže složitější komutační obvody nejsou zapotřebí.[4]

## 2 Dimenzování a výběr součástek

V této kapitole bude popsáno dimenzování a výběr jednotlivých součástek měniče společně s návrhem chladičového systému, které jsou nezbytné pro realizaci a správnou funkci měniče.

### 2.1 Výběr součástek

Následující kapitola se zabývá výběrem elektronických součástek, které budou v realizovaném měniči použity. Cílem je vhodně zvolit prvky výkonové části měniče s ohledem na přenášený výkon.

### 2.1.1 IGBT moduly

Pro návrh měniče byl vybrán IGBT modul především s ohledem na vnitřní zapojení tranzistoru. Vybraný IGBT modul: SEMIKRON SK60GM123 se dvěma tranzistory a antiparalelními diodami v jednom modulu, se základními parametry tranzistoru  $U_{CES} = 1200 \text{ V}$ ,  $I_C = 60 \text{ A}$  a  $I_{CM} = 120 \text{ A}$  a maximálním proudem zpětné diody  $I_{FM} = 120 \text{ A}$ , což s velkou rezervou pokrývá výkonové požadavky měniče.

IGBT modul SK60GM123 je použit jak v maticovém měniči, tak i napět'ovém střídači. V napět'ovém měniči bude zapojen vždy jeden ze dvou tranzistorů ve sktruktuře. Důležité parametry tranzistorového modulu jsou uvedeny v následující tabulce.

*Tabulka 1 - Důležité parametry IGBT modulu [5]*

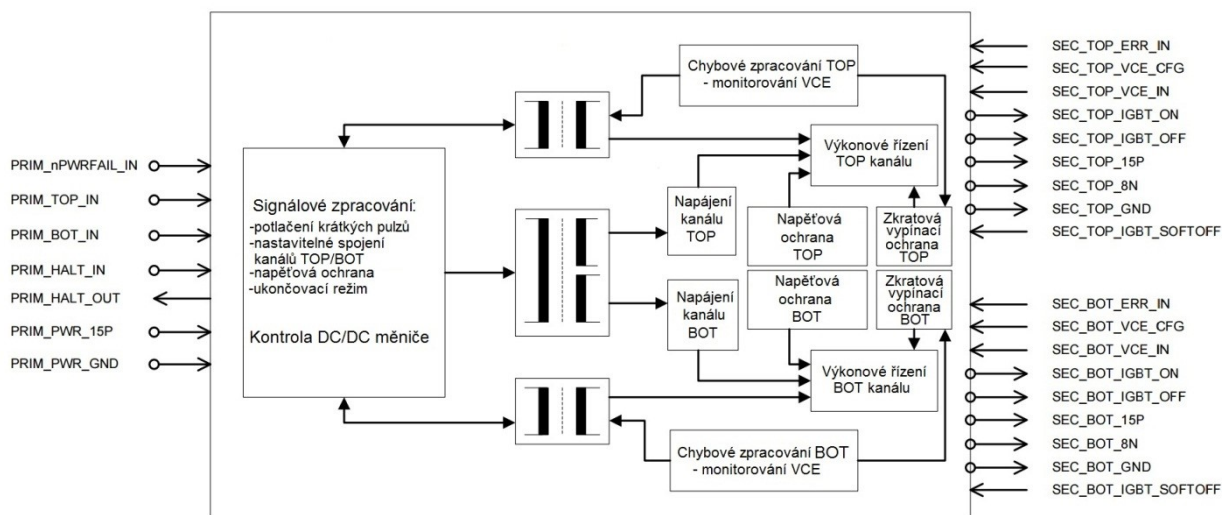
Maximální hodnoty				
<b>Tranzistor</b>				
Blokovací napětí		$U_{CES}$	1200	V
Napětí mezi hradlem a kolektorem		$U_{GES}$	$\pm 20$	V
Kolektorový proud		$I_C$	60	A
Opakovatelný špičkový kolektorový proud		$I_{CM}$	120	A
<b>Zpětná dioda</b>				
Propustný proud		$I_F$	60	A
Diferenciální odpor		$r_d$	16	m $\Omega$
Prahové napětí		$U_{T0}$	1	V
Tep. odpor přechod-pouzdro		$R_{thj-c}$	0,7	K/W
Charakteristické hodnoty				
Saturační napětí mezi kolektorem a emitorem	$I_C = 50 \text{ A}$ , $T_j = 25^\circ\text{C}$	$U_{CE(sat)}$	2,5	V
doza zapínání	$U_{CC} = 600 \text{ V}$ , $U_{GE} = \pm 15 \text{ V}$	$t_{d(on)}$	48	ns
doza vypínání	$R_{Gon} = R_{Goff} = 12,5 \Omega$	$t_{d(off)}$	360	ns
Tep. odpor přechod-pouzdro		$R_{thj-c}$	0,6	K/W

### 2.1.2 Budiče

Jedním z hlavních požadavků budiče je generování kvalitního řídicího signálu pro řídicí elektrodu výkonového spínacího tranzistoru. Avšak nejdůležitější úlohou budiče je zajistit galvanické oddělení budičího řídicího signálu mezi řídicími a výkonovými obvody měniče. Dále je nutné, aby měl budič galvanicky oddělené napájení, které bývá řešeno impulzním transformátorem. Také musíme zajistit dostatečně velké budičí napětí, které výrazně ovlivňuje ztrátu tranzistoru v sepnutém stavu. Většina současných komerčně prodávaných budičů tyto parametry splňuje a v neposlední řadě také

poskytuje nadproudovou a zkratovou ochranu tranzistoru. Informaci o nesprávném stavu kterékoli ochrany musí budič hlásit nadřazenému řídicímu systému, který je také galvanicky oddělený.[5]

Pro modul IGBT byl vybrán budič Skyper 32 PRO od firmy SEMIKRON. Pro realizovaný měnič je potřeba těchto budičů šest, protože jeden budič je dvoukanalový a potřebujeme spínat 12 tranzistorů.



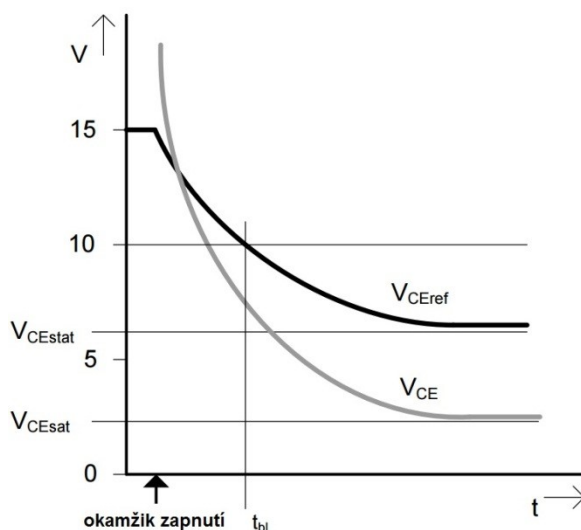
Obrázek 11 – Blokové schéma budiče SEMIKRON SKYPER 32 PRO[6]

Na obrázku 11 je zobrazeno blokové schéma použitého budiče. Na levé straně (primární strana) jsou vypsány základní typy signálů vstupujících z řídicího systému do budiče. Jedná se o řídicí signály IGBT spínačů pro oba kanály, vstupní a výstupní signály o stavu jádra budiče, signály napěťové ochrany spínače a v neposlední řadě napájení samotného budiče. Signály na pravé straně budiče (sekundární strana) jsou dimenzovány pro správné spínání IGBT spínače. Např. signál TOP\_IGBT\_ON zajišťuje pro tranzistor potřebných +15V pro jeho otevření a signál TOP\_IGBT\_OFF přivádí na řídicí elektrodu spínače potřebných -7V pro jeho zavření. Další signály monitorují správné spínání spínače. V případě zkratu nebo velkého napětí na spínači budič vyhodnotí tento stav a automaticky vypíná pulzy.

Budič je tedy napájen +15V a jeho maximální spínací frekvence je 50kHz. Maximální napětí  $U_{CE}=1700V$  s maximálním výstupním proudem  $I_{out}=15A$ . Strmost nárůstu napětí na sekundární straně  $\frac{du}{dt} = 50 \text{ kV}/\mu s$ . Budič je určen pro takové moduly, u kterých jejich maximální hradlový náboj nepřesahuje hodnotu  $6,3\mu C$ . Budič generuje zapínací a vypínací napětí  $U_G$  o hodnotě +15V a -7V.

Pro budič byla použita přizpůsobovací deska BOARD 1 SKYPER 32PRO, taktéž od firmy Semikron. Podle aplikačního doporučení, které je dostupné na webových stránkách výrobce, je nutné tuto přizpůsobovací desku upravit pro daný účel. Pomocí rezistorů R43 až R46 se vypne hardwarové hlídání ochranné doby spínání („dead time“). Budič dále disponuje systémem dynamické ochrany proti zkratu DSCP, kdy sleduje napětí  $U_{CE}$ . Systém vyhodnotí po uplynutí času  $t_{bl}$  (Blanking time) zda

hodnota napětí  $U_{CE}$  v tomto časovém okamžiku nepřesáhne referenční hodnotu napětí  $U_{CEref}$ . Pokud by přesáhla, budič automaticky vypne pulzy a zahlásí chybu.



Obrázek 12 – Princip ochrany proti zkratu

Hodnota referenčního napětí  $U_{CEref}$  se nastavuje externím rezistorem  $R_{CE}$  na požadovanou hodnotu dle použitého IGBT tranzistoru. Hodnotu  $R_{CE}$  vypočteme z rovnice:

$$R_{CE}[k\Omega] = -15,5k\Omega \cdot \ln \left( 1 - \frac{U_{CEstat} + R_{VCE} \cdot \frac{U}{k\Omega}}{8V} \right)$$

Kde je hodnota rezistoru  $R_{VCE}$  zvolena  $0\Omega$  pro použitý IGBT tranzistor s do  $U_{CE}=1200V$ . Statické napětí po dobu otevření tranzistoru  $U_{CEstat}$  je zvoleno  $5,5V$ . Po dosazení hodnot do vztahu (2.1) :

$$R_{CE}[k\Omega] = -15,5k\Omega \cdot \ln \left( 1 - \frac{5,5 + 0 \cdot \frac{U}{k\Omega}}{8V} \right)$$

$$R_{CE} \cong 18k\Omega$$

2.1

Ze vztahu je patrné, že pro lepší ochranu spínání je potřeba napětí  $U_{CEstat}$  snižovat na hodnotu blízkou saturačnímu napětí  $U_{CEsat}$ . Společně s nastavením rezistoru  $R_{CE}$  je nutné vypočíst i hodnotu externího kondenzátoru  $C_{CE}$ , který je k rezistoru připojen paralelně. Tímto kondenzátorem se nastaví tvar exponenciální křivky referenčního napětí podle zvolené doby snímání  $t_{bl}$ . Doba snímání je zvolena  $5,1\mu s$  a kondenzátor  $C_{CE}$  se vypočte ze vztahu:

$$C_{CE}[pF] = \frac{t_{bl}[\mu s] - 2,1[\mu s] - 0,11 \frac{\mu s}{k\Omega} \cdot R_{CE}}{0,00323 \frac{\mu s}{pF}}$$

$$C_{CE}[pF] = \frac{5,1[\mu s] - 2,1[\mu s] - 0,11 \frac{\mu s}{k\Omega} \cdot 18}{0,00323 \frac{\mu s}{pF}} = 315,8 \approx 330 \quad 2.2$$

Dále je nutné správně vybrat zapínací a vypínací hradlové rezistory  $R_{Gon}$  a  $R_{Goff}$ . Vychází se z teorie spínání IGBT součástek, kdy je nutné před každým sepnutím unipolární součástky nabít vstupní kapacitu tranzistoru. Hodnota rezistorů byla zvolena dle datového listu součástky na  $R_{Gon}=R_{Goff}=18\Omega$ . Pro zajištění stavu vypnutého IGBT tranzistoru po dobu, kdy budič neposílá žádné spínací pulzy na tranzistor, slouží rezistor  $R_{GE}$ , který je napájen již na přízpusobovací desce a má hodnotu  $10 k\Omega$ . [6,12]

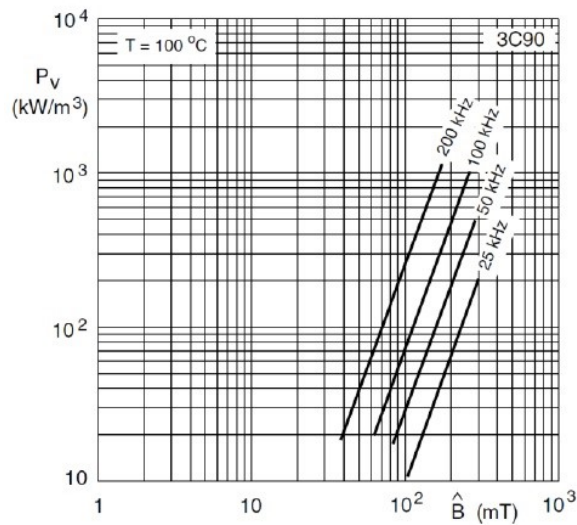
### 2.1.3 Transformátor

Transformátor pro obousměrný DC/DC měnič byl vybrán s ohledem na výkon měniče, vstupní napětí a spínací frekvenci. Jádru bylo vybráno pro spínací frekvenci měniče 20 - 50 kHz. Vhodný typ jádra má ve své nabídce firma Ferroxcube s označením materiálu 3C90. Bylo vybráno toroidní jádro s označením T102/66/25. Protože jsou na vinutí transformátoru přiváděny obdélníkové pulzy kladné i záporné polarity je využita celá hysterezní křivka, respektive zdvih indukce do obou polarit.

Tabulka 2 – Základní parametry toroidního jádra T102/66/25-3c90[7]

$d_1$ [mm]	Vnitřní průměr	66
$d_2$ [mm]	Vnější průměr	102
$v$ [mm]	Výška jádra	25
$A_e$ [mm <sup>2</sup> ]	Efektivní průřez jádra	445,3
$V_e$ [mm <sup>3</sup> ]	Efektivní objem jádra	113702

Transformátor musí být navržen tak, aby nemohlo dojít k jeho přesycení při daném kmitočtu. Pro spínací frekvenci 20 kHz zvolíme maximální hodnotu magnetické indukce  $B_{MAX}=200 mT$  (Obrázek 13).



Obrázek 13 – Závislost špičkové hodnoty magnetické indukce na ztrátách jádra[8]

Výpočet závitů transformátoru se určí i z maximální šířky pulzu obdélníkového napětí. Ta se určí z maximální doby trvání pulzu při nejnižší frekvenci 20 kHz.

$$N = \frac{U \cdot s_{max}}{A_e \cdot B_{MAX} \cdot f} = \frac{100 \cdot 0,5}{445,3 \cdot 10^{-6} \cdot 0,2 \cdot 20000} = 28,07 \cong 28 \text{ závitů} \quad 2.3$$

Kde hodnota  $s_{max}$  je maximální střída spínání tranzistorů.

Dále se musí zvolit proudová hustota vinutí, kterou volíme  $3,5 \text{ A/mm}^2$ . Průřez vodičů primárního i sekundárního vinutí bude:

$$S_{Cu} = \frac{I_{CMRS}}{J_1} = \frac{10}{3,5} = 2,8 \text{ mm}^2 \quad 2.4$$

Kde  $I_{CRMS}$  je efektivní hodnota kolektorového proudu tranzistoru při maximální střídě.

Z důvodu možnosti skin efektu je vypočteno, zda je nutné vést vinutí z vysokofrekvenčního lanka.

Hloubka vniku na kmitočtu 20 kHz je přibližně:

$$\sigma_{20} = \frac{65}{\sqrt{f}} = \frac{65}{\sqrt{20 \cdot 10^3}} = 0,46 \text{ mm} \quad 2.5$$

Vysokofrekvenční lanka jsou zbytečná do průměru jednotlivých drátů větších než  $0,4 \text{ mm}$ . Jak je patrné, pro kmitočet 20 kHz je použití vysokofrekvenčního lanka zbytečné.



$$\sigma_{50} = \frac{65}{\sqrt{f}} = \frac{65}{\sqrt{50 \cdot 10^3}} = 0,29 \text{ mm} \quad 2.6$$

Pro frekvenci 50 kHz bylo vybráno lanko Rupalit 30x0,355 mm od firmy Pack Feindrahte s průřezem 2,97 mm<sup>2</sup>. Proudová hustota vinutí tedy bude:

$$J_1 = \frac{I_{CMRS}}{S_{Cu}} = \frac{10}{2,8} = 3,57 \text{ A/mm}^2 \quad 2.7$$

#### Ztráty vinutí transformátoru

Transformátor má převod 1:1, takže ztráty obou vinutí budou totožné. Nejdříve si spočítáme délku vinutí. Pro výpočet použijeme rozměry jádra z Tabulky 2. Výška jádra je 25 mm, délka čela je 36 mm. Výpočet délky vinutí můžeme spočítat:

$$l = N \cdot 2 \cdot (25 + 36) = 28 \cdot 2 \cdot 61 = 3416 \text{ mm} \quad 2.8$$

Dále stanovíme odpor vinutí:

$$R_{Cu} = \rho_{Cu(20^\circ C)} \frac{l}{S_{Cu}} = 0,0178 \cdot \frac{3,416}{2,8} = 21,12 \text{ m}\Omega \quad 2.9$$

Ztráty vinutí určíme ze vztahu:

$$P_1 = R_{Cu} \cdot I_{CRMS}^2 = 21,12 \cdot 10^{-3} \cdot 10^2 = 2,112 \text{ W} \quad 2.10$$

#### Hysterezní ztráty v jádře $P_H$

Jak je patrné z Obrázku 13, měrné hysterezní ztráty při kmitočtu 25 kHz, teplotě 100°C a při zdvihu indukce  $\Delta B_{ref} = 0,2 \text{ T}$  jsou  $p_{href} = 80 \text{ kW/m}^3$ . Dále známe efektivní objem toroidního jádra z Tabulky 2,  $V_e = 113702 \text{ mm}^3$ . Pak tedy hysterezní ztráty budou:

$$P_h = p_{href} \cdot V = 80 \cdot 10^3 \cdot 113702 \cdot 10^{-9} = 9,1 \text{ W} \quad 2.11$$

#### Celkové ztráty transformátoru pak budou:

$$P_{Tr} = 2P_1 + P_h = 2 \cdot 2,112 + 9,1 = 13,324 \text{ W} \quad 2.12$$

### Magnetizační proud:

Magnetická vodivost jádra z datasheetu je  $\Lambda = 5041 \text{ nH}$ . Dále se vypočte indukčnost vinutí:

$$L_v = N^2 \cdot \Lambda = 28^2 \cdot 5041 \cdot 10^{-9} = 3,95 \text{ mH} \quad 2.13$$

Potom špičková hodnota magnetizačního proudu bude:

$$I_{\mu max} = \frac{U \cdot s_{max}}{L_v \cdot f} = \frac{100 \cdot 0,5}{3,95 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^3} = 0,63 \text{ A} \quad 2.14$$

[3, 8, 9, 10, 11]

## **2.1.4 Kondenzátory a tlumivka**

Na straně střídače i maticového měniče jsou paralelně zapojeny filtrační kondenzátory. Požadavkem na kondenzátory jsou malé parazitní kapacity kvůli vysokým spínacím frekvencím. Pro tyto účely byl vybrán elektrolytický kondenzátor K01450222 od firmy Kendeil s kapacitou 2200uF a s pracovním napětím 450V.

Pro výpočet tlumivky na straně maticového měniče vycházíme ze vztahu pro požadované zvlnění proudu  $\Delta i_z$ . Největší zvlnění nastává při maximálním vstupním napětí, v této práci tedy při napájecím napětí měniče 100V a při nejnižší frekvenci 20 kHz.

$$\Delta i_z = \frac{U}{f \cdot L} \cdot z \cdot (1 - z) \quad 2.15$$

Zatěžovatel „z“ vyjadřuje poměrnou část trvání pulzu na primární straně transformátoru z celkové maximální doby trvání pulzu T/2, což je  $z = 0,5$  a dochází tak k největšímu zvlnění proudu. Maximální zvlnění proudu jsme zvolili  $\Delta i_z = 0,5 \text{ A}$ . Z předchozího vztahu pak vypočteme indukčnost tlumivky:

$$L = \frac{U}{\Delta i_z \cdot f} \cdot z \cdot (1 - z) = \frac{100}{0,5 \cdot 20000} \cdot 0,5 \cdot (1 - 0,5) = 2,5 \text{ mH} \quad 2.16$$

## **2.1.5 Snímače napětí a proudu**

Snímače napětí a proudu jsou vybrány od firmy LEM s ohledem na rozsah měřených proudů a napětí. Měřena jsou vstupní/výstupní napětí a proudy. Tyto snímače jsou umístěny na dvou deskách, přičemž každá deska obsahuje jeden proudový a jeden napěťový snímač. Oba tyto snímače mají napájecí napětí  $\pm 15 \text{ V}$ . Základní parametry snímačů jsou uvedeny v následující tabulce.

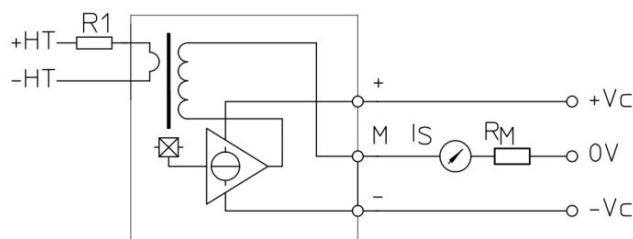
Tabulka 3 – Vybrané parametry použitých snímačů o LEM

Napětový snímač		
Parametr	Hodnota	Jednotka
Rozsah měřeného napětí UPN	10..500	V
Primární jmenovitý proud IPN	10	mA
Rozsah primárního proudu IPM	0..±14	mA
Sekundární jmenovitý proud ISN	25	mA
Proudový snímač		
Parametr	Hodnota	Jednotka
Rozsah měřeného proudu IPN	8-12-25	V
Primární jmenovitý proud IPN	25	A
Rozsah primárního proudu IPM	0..55	A
Sekundární jmenovitý proud ISN	25	mA

Použitý snímač napětí LEM LV 25-P využívá Hallova efektu. Jak je zobrazeno na obrázku 14, na vstupy +HT a –HT se přivádí měřené napětí. Rezistorem R<sub>1</sub> nastavujeme hodnotu primárního proudu, jehož hodnota odpovídá velikosti měřeného napětí U<sub>PN</sub>. Velikost měřeného napětí U<sub>PN</sub> je o 50% naddimenzována z důvodů větší bezpečnosti snímače k vnitřním dějům měniče.

$$R_1 = \frac{U_{PN}}{I_{PN}} = \frac{150}{0,01} = 15 \text{ k}\Omega \quad 2.17$$

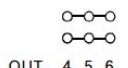
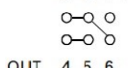
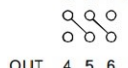
Na svorky + a – se přivádí napájecí napětí ±15 V. Svorka M slouží jako výstup, ze kterého se odebírá sekundární proud úměrný měřenému napětí. Úbytek na měřicím rezistoru R<sub>M</sub> tak odpovídá měřenému napětí.

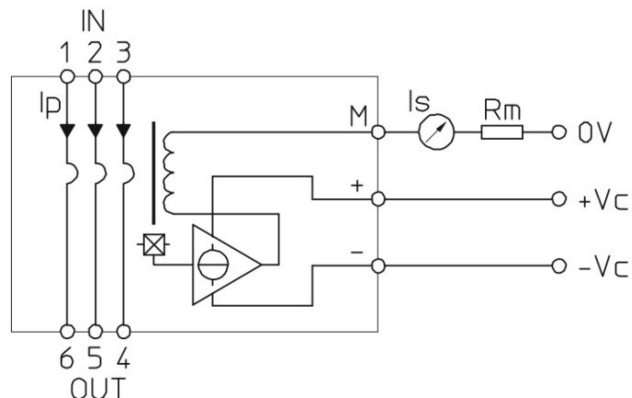


Obrázek 14 – Napětový snímač LEM LV 25-P, schéma zapojení

Snímače proudu byly vybrány od společnosti LEM typu LAH 25-NP. Stejně jako u napětového snímače využívá tento snímač principu Hallova efektu s kompenzační smyčkou. Na svorky + a – přivádíme napájecí napětí ±15 V, svorka M funguje jako výstup proudu odpovídajícího měřenému

primárního proudu. Jak je patrné z tabulky 3, snímač má 3 rozsahy pro vstupní měřený proud. Daný rozsah se zvolí danou kombinací propojení pinů 1 až 6. Pro náš případ použijeme rozsah měřeného proudu do 8 A.[16,17,18]

Rozsahy proud $I_{SN}$	Typ zapojení pinů
25 A	<div style="text-align: center;">           3 2 1 IN              OUT 4 5 6         </div>
12A	<div style="text-align: center;">           3 2 1 IN              OUT 4 5 6         </div>
8A	<div style="text-align: center;">           3 2 1 IN              OUT 4 5 6         </div>



Obrázek 15 – Schéma zapojení proudového snímače s kombinací propojení pinů

## 2.2 Ztrátový výkon měniče a chlazení

Ztráty měniče budou nejprve spočítány pro případ toku energie měniče ze strany zdroje  $U_A$  do  $U_B$ . Následně budou spočteny ztráty pro tok energie měniče ze strany zdroje  $U_B$  do  $U_A$ . V obou případech se počítá s vyšší frekvencí spínání z důvodů větší rezervy dimenzování chlazení. Ztrátový výkon bude vypočten pro hodnotu frekvence 50 kHz, jmenovitý proud 10 A a maximální šířkou pulzu  $T/2$ . Podle parametrů modulu uvedených v tabulce č. 1, vypočteme ztrátový výkon IGBT modulu. Nejprve vypočteme ztrátový výkon tranzistoru. Doba vedení tranzistoru je půl periody, tedy ztrátová energie během trvání vedení je:

$$E_{cond} = U_{CEsat} \cdot I_C \cdot t_{cond}$$

$$E_{cond} = 2,5 \cdot 10 \cdot \frac{1}{2 \cdot 50000}$$

$$E_{cond} = 0,25 \text{ mJ}$$

2.18

Spínací (dynamická) ztrátová energie  $E_{sw}$  se vypočítá ze vztahu 2.19, který je udáván výrobcem. Energie udávaná v datasheetu jako  $E_{swref}$  odpovídá referenčním hodnotám proudu a napětí.

$$E_{sw} = E_{swref} \cdot \left( \frac{I}{I_{ref}} \right) \cdot \left( \frac{U_{cc}}{U_{ccref}} \right)^{1,3}$$

$$E_{sw} = 0,0122 \cdot \left( \frac{10}{50} \right) \cdot \left( \frac{100}{600} \right)^{1,3}$$

$$E_{sw} = 0,24 \text{ mJ} \quad 2.19$$

Celkový ztrátový výkon tranzistoru pak je:

$$P_{FAVT} = f \cdot (E_{sw} + E_{cond})$$

$$P_{FAVT} = 50 \cdot 10^3 \cdot (24 \cdot 10^{-5} + 25 \cdot 10^{-5})$$

$$P_{FAVT} = 24,5 \text{ W} \quad 2.20$$

Ztrátový výkon diody se vypočítá z následujícího vztahu:

$$P_{FAVD} = U_{T0} \cdot I_{FAV} + r_d \cdot I_{FRMS}^2 \quad 2.21$$

Střední hodnota proudu:

$$I_{FAVD} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{cond}} I \, dt = \frac{1}{20 \cdot 10^{-6}} \cdot \int_0^{10 \cdot 10^{-6}} 10 \, dt = 5 \text{ A} \quad 2.22$$

Druhá mocnina efektivní hodnoty proudu:

$$I_{FRMS}^2 = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{cond}} I^2 \, dt = \frac{1}{20 \cdot 10^{-6}} \cdot \int_0^{10 \cdot 10^{-6}} 10^2 \, dt = 50 \text{ A}^2 \quad 2.23$$

Po dosazení do vztahu (2.21) vypočteme ztrátový výkon diody:

$$P_{FAVD} = U_{T0} \cdot I_{FAV} + r_d \cdot I_{FRMS}^2$$

$$P_{FAVD} = 1 \cdot 5 + 0,016 \cdot 50$$

$$P_{FAVD} = 5,8 \text{ W} \quad 2.24$$

#### Výpočet ztrátového výkonu při toku energie ze strany A na stranu B

Uvažujeme s maximálním ztrátovým výkonem, kdy v napěťovém střídači vedou dva tranzistory a v proudovém střídači vedou dva tranzistory a dvě diody. Celkový ztrátový výkon tranzistoru a diody je vypočten v předchozí kapitole.

Ztrátový výkon napěťového měniče:

$$P_{TOT1} = 2 \cdot P_{FAVT}$$

$$P_{TOT1} = 2 \cdot 24,5$$

$$P_{TOT1} = 49 \text{ W} \quad 2.25$$

Ztrátový výkon proudového měniče:

$$P_{TOT2} = 2 \cdot P_{FAVT} + 2 \cdot P_{FAVD}$$

$$P_{TOT2} = 2 \cdot 24,5 + 2 \cdot 5,8$$

$$P_{TOT2} = 60,6 \text{ W} \quad 2.26$$

Výpočet ztrátového výkonu při toku energie ze strany B na stranu A

Uvažujeme s maximálním ztrátovým výkonem, kdy v napěťovém střídači vedou dvě diody a v proudovém střídači vedou dva tranzistory a dvě diody.

Ztrátový výkon napěťového měniče:

$$P_{TOT3} = 2 \cdot P_{FAVD}$$

$$P_{TOT3} = 2 \cdot 5,8$$

$$P_{TOT3} = 11,6 \text{ W} \quad 2.27$$

Ztrátový výkon proudového měniče:

$$P_{TOT4} = 2 \cdot P_{FAVT} + 2 \cdot P_{FAVD}$$

$$P_{TOT4} = 2 \cdot 24,5 + 2 \cdot 5,8$$

$$P_{TOT4} = 60,6 \text{ W} \quad 2.28$$

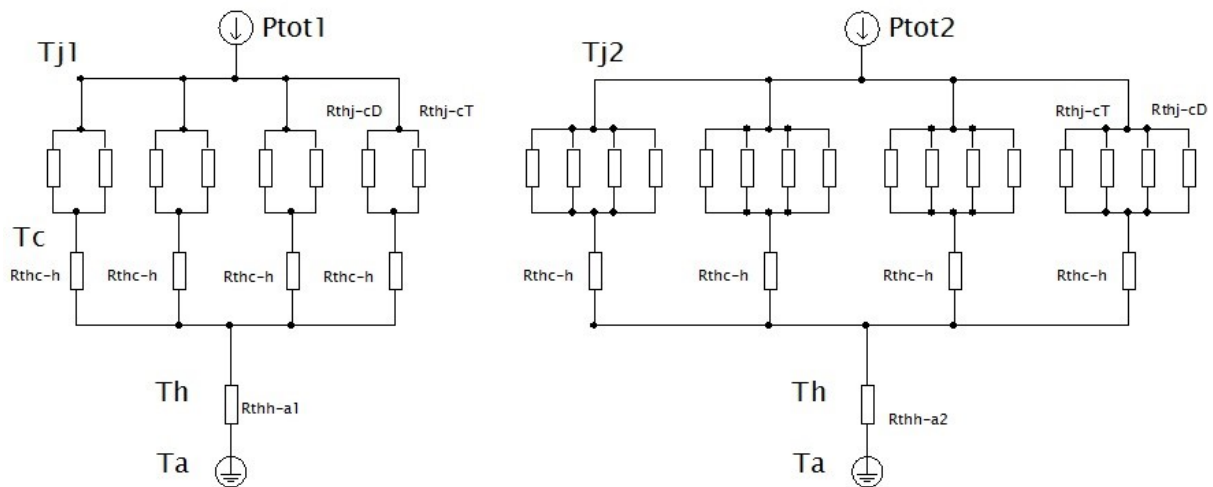
### 2.2.1 Dimenzování chlazení

Z výše uvedeného výpočtu ztrátového výkonu můžeme odvodit, že největší ztrátový výkon je při přenášení energie ze zdroje  $U_A$  do zdroje  $U_B$ . Proto výpočet chladicího systému uvažujeme při největším ztrátovém výkonu. Protože v napěťovém měniči jsou zapojeny čtyři tranzistorové moduly, ve kterých je vždy použit jeden tranzistor a jedna dioda ze dvou, je ve schématu pro každý modul jeden tepelný odpor přechod-pouzdro tranzistoru  $R_{thj-cT}$  a jeden tepelný odpor přechod-pouzdro diody  $R_{thj-cD}$ . V proudovém (maticovém měniči) jsou využity všechny součástky tranzistorového modulu, v tepelném schématu jsou tedy dva tepelné odpory  $R_{thj-cT}$  a dva tepelné odpory  $R_{thj-cD}$ . V měniči budou použity dva chladiče, tedy jeden chladič pro napěťový měnič a jeden pro proudový měnič.

Jednotlivé tepelné odpory jsou:

$$R_{thj-cD} = 0,7 \text{ K/W} \quad R_{thc-h} = 0,1 \text{ K/W}$$

$$R_{thj-cT} = 0,6 \text{ K/W}$$



Obrázek 16 – Tepelné schéma obousměrného DC/DC měniče

Napěťová část měniče:

Tepelný odpor mezi přechodem a chladičem pro jeden modul  $R_{thj-h(1modulu)}$ :

$$R_{thj-h(1modulu)} = \frac{R_{thj-cD} \cdot R_{thj-cT}}{R_{thj-cD} + R_{thj-cT}} + R_{thc-h} = \frac{0,7 \cdot 0,6}{0,7 + 0,6} + 0,1 = 0,42 \text{ KW}^{-1} \quad 2.29$$

Celkový tepelný odpor napěťového měniče  $R_{thj-h}$ :

$$R_{thj-h} = \frac{R_{thj-h(1modulu)}}{4} = 0,11 \text{ KW}^{-1} \quad 2.30$$

Tepelný odpor přechodu a okolí  $R_{thj-a}$ :

$$R_{thj-a} = \frac{T_{jmax} - T_a}{P_{TOT1}} = \frac{150 - 40}{49} \cong 2,245 \text{ KW}^{-1} \quad 2.31$$

Tepelný odpor chladiče  $R_{thh-a1}$ :

$$R_{thh-a1} = R_{thj-a} - R_{thj-h} = 2,245 - 0,11 = 2,135 \text{ KW}^{-1} \quad 2.32$$

Proudová část měniče:

Tepelný odpor mezi přechodem a chladičem jednoho modulu  $R_{thj-h(1modulu)}$ :

$$R_{thj-h} = \frac{\frac{R_{thj-cD} \cdot R_{thj-cT}}{\frac{2}{R_{thj-cD}} + \frac{2}{R_{thj-cT}}}}{\frac{2}{R_{thj-cD}} + \frac{2}{R_{thj-cT}}} + R_{thc-h} = \frac{\frac{0,7 \cdot 0,6}{\frac{2}{0,7} + \frac{2}{0,6}}}{\frac{2}{0,7} + \frac{2}{0,6}} + 0,1 = 0,26 \text{ KW}^{-1} \quad 2.33$$

Celkový tepelný odpor proudového měniče:  $R_{thj-h}$

$$R_{thj-h} = \frac{R_{thj-h(1modulu)}}{4} = \frac{0,26}{4} = 0,065 \text{ KW}^{-1} \quad 2.34$$

Tepelný odpor přechodu a okolí  $R_{thj-a}$ :

$$R_{thj-a} = \frac{T_{jmax}-T_a}{P_{TOT2}} = \frac{150-40}{60,6} \cong 1,815 \text{ KW}^{-1} \quad 2.35$$

Tepelný odpor chladiče  $R_{thh-a1}$ :

$$R_{thh-a2} = R_{thj-a} - R_{thj-h} = 1,815 - 0,065 = 1,75 \text{ KW}^{-1} \quad 2.36$$

Chladič jak pro napěťovou tak proudovou část měniče byl vybrán s ohledem na vypočtené tepelné odpory chladiče. Jedná se o dva chladiče P3/120 od firmy Semikron s tepelným odporem  $R_{thh-a} = 0,55 \text{ KW}^{-1}$ . Tyto chladiče jsou speciálně vyráběny pro izolované výkonové moduly a IGBT tranzistory. V našem případě bude k chladiči přidán podpůrný ventilátor pro lepší chladicí funkci. S podpůrným ventilátorem se tepelný odpor chladiče zmenší až na hodnotu  $R_{thh-a} = 0,167 \text{ KW}^{-1}$ . Tato velká rezerva dimenzování chlazení by měla zajistit nepřehřívání součástek a tedy dlouhou, bezproblémovou životnost a funkčnost.



### 3 Řídicí systém měniče

Výkonové měniče pracující na vysokých spínacích frekvencích a jsou velmi náročné na rychlost odezvy řídicího systému. S nástupem stále rychlejších a modernějších spínacích prvků jsou kladeny velké nároky na výpočetní výkonost mikroprocesorového řídicího systému. Náročnost výpočtu souvisí s rozsáhlou komunikací mezi periferiemi a rozsáhlým systémem přerušení. Veškeré zpracování dat musí být prováděno v reálném čase.

Základní požadavky na řídicí systém jsou:

- vysoká rychlost výpočtu,
- velikost datového slova procesoru,
- velikost datové a programové paměti a
- přerušovací systém procesoru.

Použitý řídicí systém byl vytvořen na Katedře elektroniky a je postaven na signálové procesoru TMS320F28335. Systém se skládá ze tří částí DPS a to z digitální (I/O porty, PWM, RS485...), analogové (AD, DA převodníky) a mikroprocesorové.

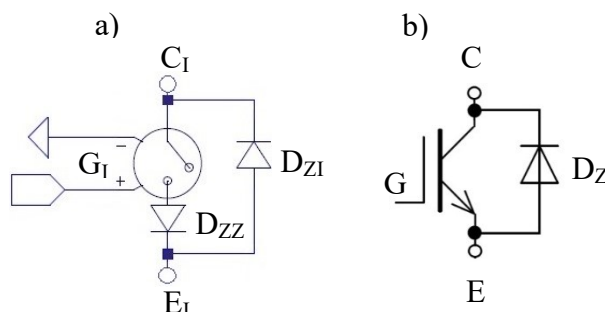
#### 3.1 Digitální signálový procesor TMS320F28335

Pro řízení měniče byl vybrán řídicí mikropočítačový systém pracující na platformě digitálního signálového procesoru typu TMS320F28335 od firmy Texas Instruments. Základní funkce procesoru je měření analogových dat a výpočet požadované spínací kombinace, která je odesílána na příslušné tranzistory. Jeho základní parametry jsou:

- frekvence 150 MHz,
- 32 bitové jádro procesoru,
- plovoucí desetinná čárka,
- 32k 16bit RAM,
- 256k 16bit FLASH paměť,
- 12 PWM výstupů,
- ROM s matematickými tabulkami a bootloaderem,
- 12-bitový A/D převodník s 16 multiplexovanými vstupy,
- 1xSPI, 3xSCI, 2xCAN2.0, 1xI<sup>2</sup>C, 2xMcBSP.

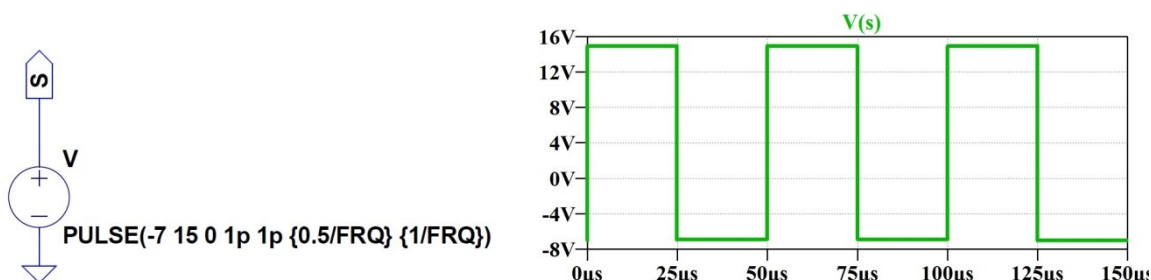
## 4 Simulace měniče

Tato kapitola se zabývá simulací navrženého modelu zapojení obousměrného DC/DC měniče. Model zapojení je nasimulován v programovém prostředí LTspice. Algoritmus řízení byl použit z kapitoly 1.4. Při simulacích se vychází ze zjednodušeného modelu měniče popsaného v kapitole 1.4. Podobně jako u většiny simulačních programů využívá i LTspice pro definování základních řídicích veličin simulace tzv. parametry. Například spínací frekvence je definována jako proměnná „FRQ“. V simulaci byl použit místo reálného IGBT modulu idealizovaný spínač na principu IGBT tranzistoru (Obrázek 17). Ideální spínač je zpětně závěrný, stejně jako reálný IGBT tranzistor se zapojenou diodou  $D_{ZZ}$ . Zpětná dioda  $D_{ZI}$  je parametrizována jako ideální dioda. Celý spínač je definován jako parametr „SW“, který je nastaven s odporem „ $R_{ON}$ “ =  $0,1\Omega$  a spínacím napětím „ $V_t$ “ = 5V.



Obrázek 17 – a) Idealizovaný spínač v programu LTspice  
b) Reálné schéma IGBT spínače

Budiče jsou v simulaci řešeny jako pulzní zdroje „PULSE“ s nadefinovanými hodnotami řídicího signálu spínače. Na obrázku 18 je uvedeno zapojení budiče pro spínač spolu s průběhem napětí. Tento budič generuje zapínací +15 V signál a vypínací signál o hodnotě -7 V. Střída je u tohoto principiálního zapojení 50%.

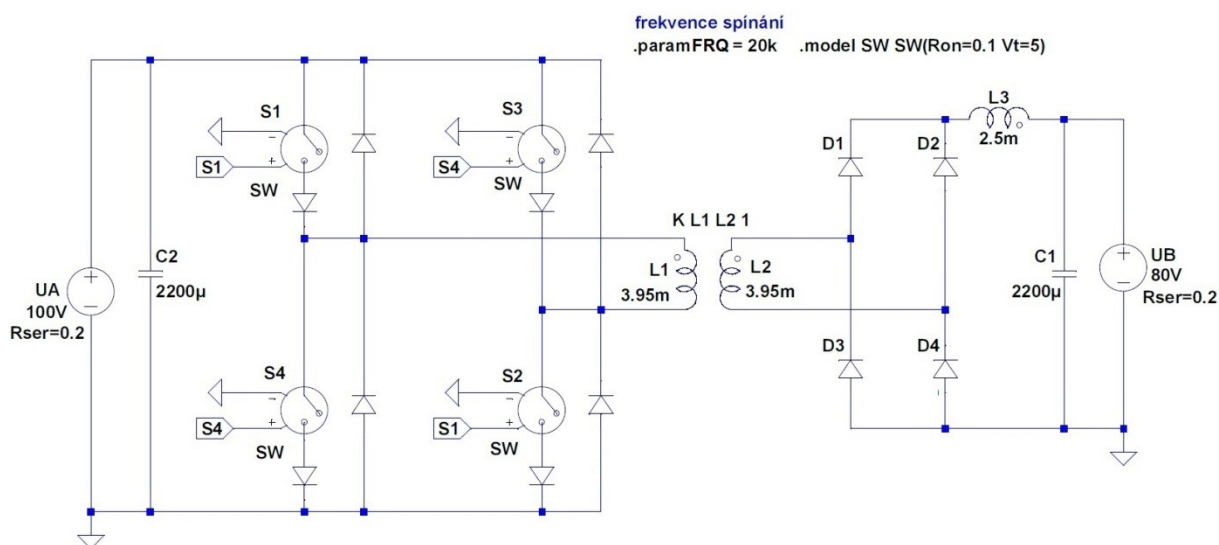


Obrázek 18 – Zapojení budiče v programu LTspice spolu s jeho průběhem napětí se střídou 50%

V následujících kapitolách jsou při simulaci budiče nastaveny tak, aby odpovídaly reálnému spínání tranzistorů, tzn. generování šířky pulzu a zpoždění pulzu jsou v souladu ochrannými dobami spínání, resp. dobou překrytí u maticového měniče.

#### 4.1 Simulace přenosu energie ze zdroje $U_A$ do zdroje $U_B$

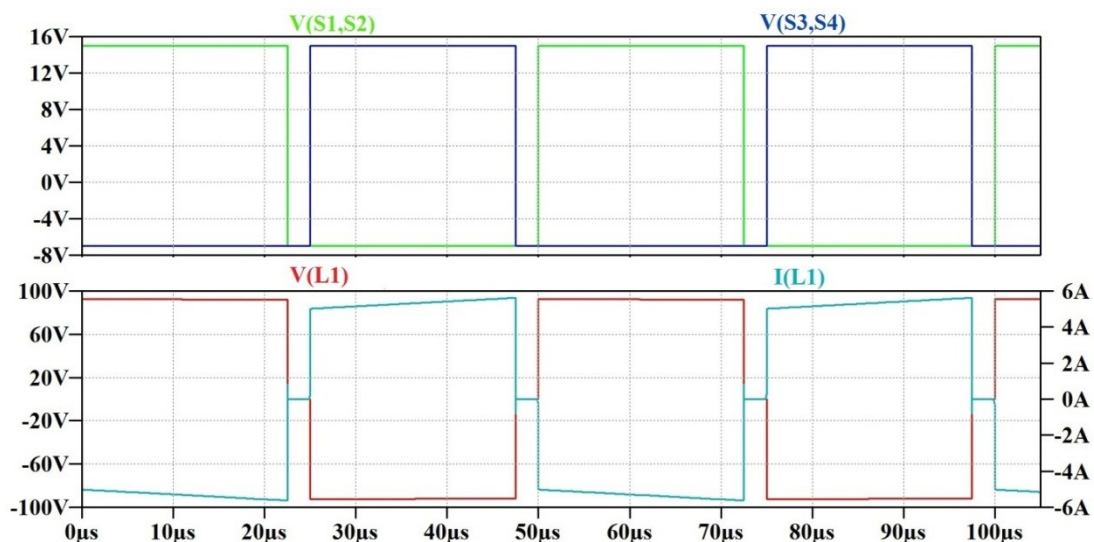
Vstupní strana A slouží jako napěťový střídač a maticový měnič je nahrazen dvojčinným můstkovým usměrňovačem. Důvodem zjednodušení je snadnější nasimulování a lepší pochopení funkce měniče při toku energie ze strany měniče A na stranu B. Na Obrázku 19 je zobrazeno schéma zapojení.



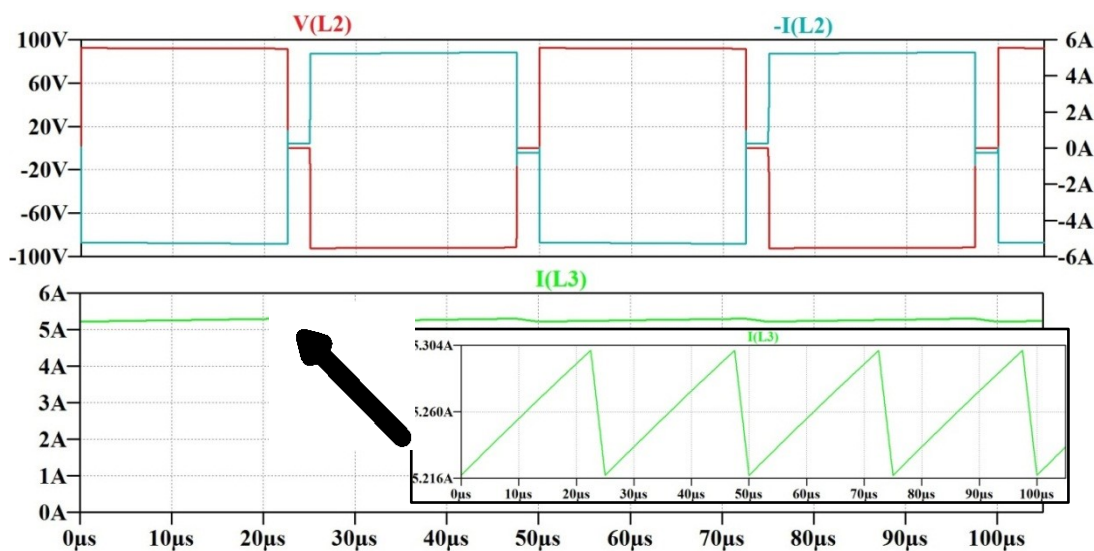
Obrázek 19 – Schéma zapojení jednosměrného měniče při toku energie  $A \rightarrow B$  v programu LTspice

Na následujících obrázcích jsou uvedeny základní průběhy ověřující teoretické předpoklady z kapitoly 1.4. Na straně A měniče je nadefinovaný zdroj  $U_A$  s hodnotou napětí 100V a na straně B měniče je zdroj  $U_B$  s hodnotou 80V. Dvojice spínačů S1,S2 a S3,S4 jsou střídavě spínány s frekvencí 20kHz.

Na obrázku 20 jsou průběhy spínání budičů spolu s ochrannou dobou, která je 2,5µs. Dále jsou vykresleny průběhy napětí a proudu na A straně vinutí transformátoru. Ve schématu není zahrnuta rozptylová indukčnost vinutí transformátoru. Proto při porovnání s obrázkem 21 je patrné, že napětí mezi stranou A a B vinutí není jinak zpožděno. V reálném zapojení se ovšem s touto indukčností musí počítat a přizpůsobit tomu řídicí pulzy algoritmu spínání. Poslední průběh znázorňuje proud tekoucí indukčností L3. V simulaci byla hodnota indukčnosti nastavena podle kapitoly 2.1.4, tedy 2,5 mH. Zvlnění proudu je velmi malé a proud vyhovuje i z hlediska namáhání paralelně připojených kondenzátorů (Ripple Current).



Obrázek 20 – Průběhy řídicích pulzů spínačů a průběhy proudu a napětí na straně A transformátoru

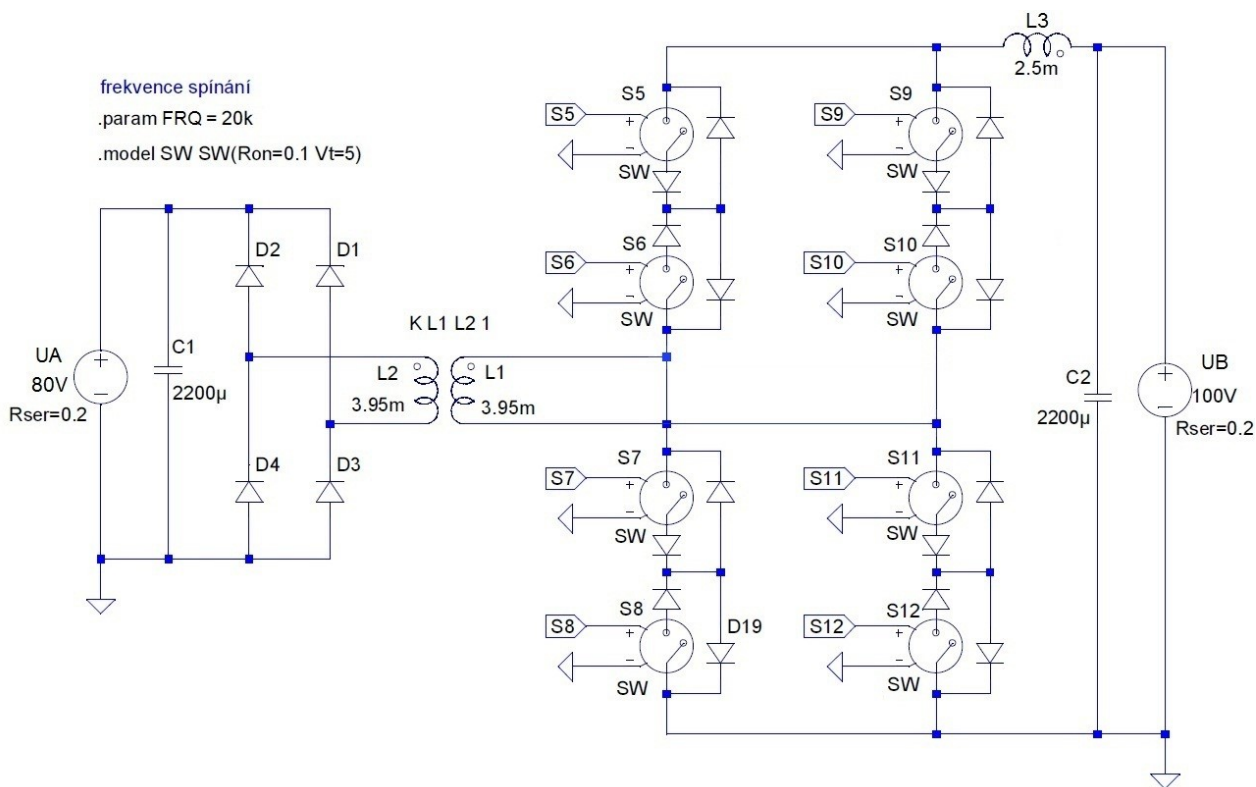


Obrázek 21 – Průběhy proudu a napětí na straně B transformátoru a průběh proudu na cívce L3

Z nasimulovaných průběhů si lze odvodit, že při této největší střídě spínání se přenáší největší výkon. Lze si také odvodit, že při menší střídě spínání bude proud tlumivkou L3 menší a s větším zvlněním. Tím se sníží přenášený výkon, ale v souvislosti s větším zvlněním proudu na tlumivce se bude více proudově namáhat kondenzátor (AC Ripple Current).

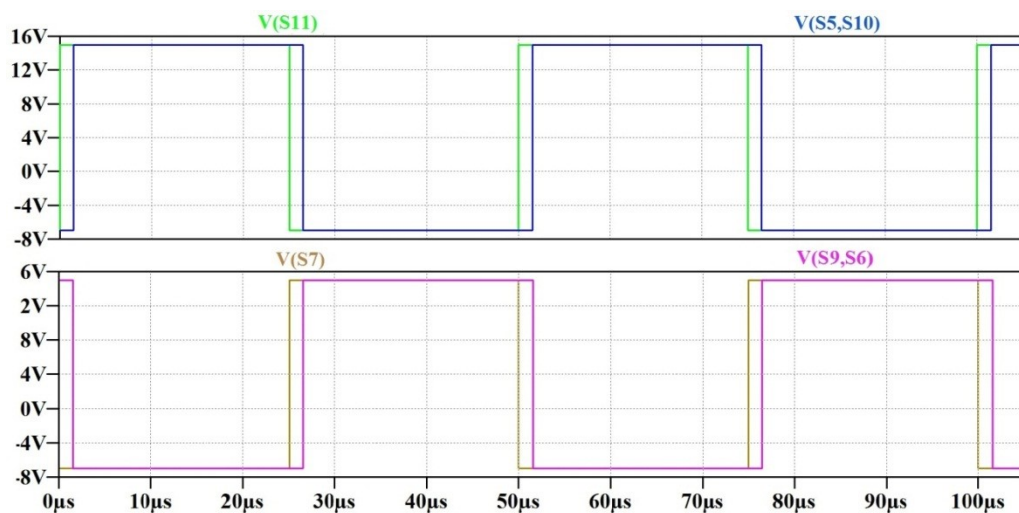
## 4.2 Simulace přenosu energie ze zdroje $U_B$ do zdroje $U_A$

V této simulaci přenosu energie ze strany B na stranu A bylo taktéž využito zjednodušené schéma zapojení. Kde jednofázový střídač je nahrazen usměrňovačem na straně A a strana B slouží jako maticový měnič proudového typu. Na obrázku 22 je zobrazeno schéma zapojení.

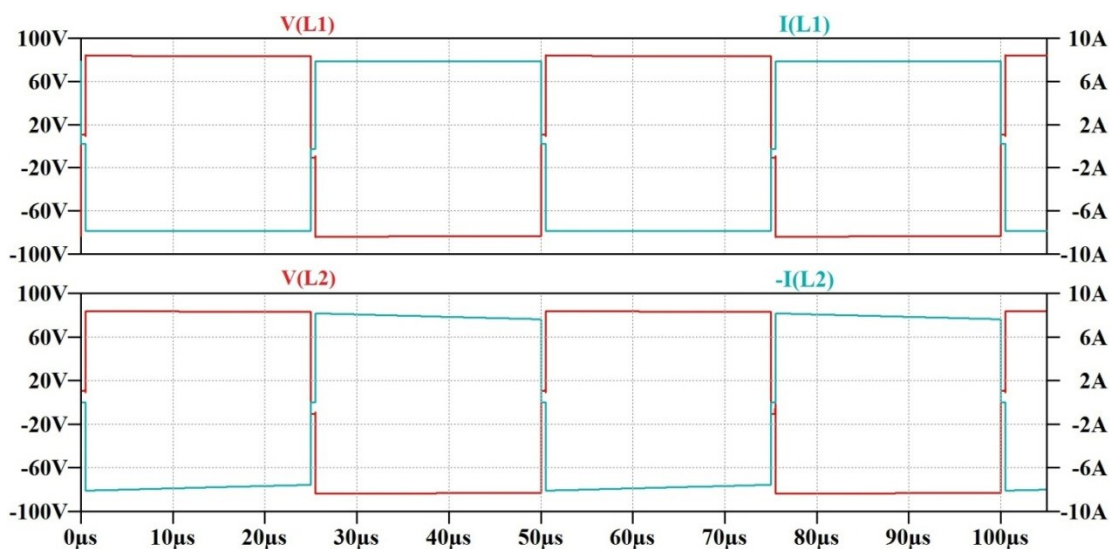


Obrázek 22 - Schéma zapojení jednosměrného měniče při toku energie  $B \rightarrow A$  v programu LTSpice

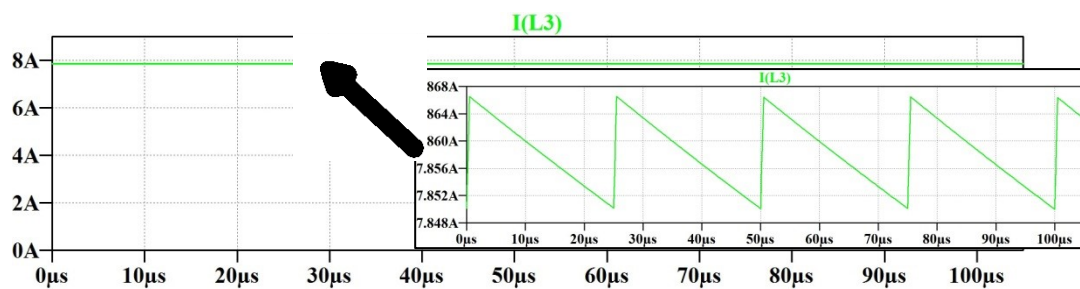
Podobně jako v předchozí simulaci, se nahradily i IGBT moduly ideálními spínači tak, aby plnily potřebnou funkci antisériově zapojených tranzistorů se zpětnými diodami. Princip spínání je popsán v kapitole 1.4.2. Oproti předešlému přenosu je rozdíl ve spínání spínačů v tom, že se pulzy musí překrývat. Tím je dodržena podmínka nepřerušovaného toku proudu tlumivkou L3. V době zkratu je na transformátoru nulové napětí. V okamžiku sepnutí jedné dvojice tranzistorů je na transformátoru napětí příslušné polarity. Na obrázku 23 jsou uvedeny průběhy spínačů. Pro přehlednost je naznačena delší doba překrytí pulzů spínačů o  $1\mu\text{s}$ . V simulaci je doba překrytí  $0,5\mu\text{s}$ , která nezahrnuje časy zapínání a vypínání reálného spínače. V době kdy se vypíná spínač S11, je nutné udržet směr proudu vinutím transformátoru. Toho se docílí sepnutím spínače S10, který společně se spínačem S5 převezme tok proudu. Spínače spolu s diodami D9 a D6 uzavírají cestu proudu transformátoru. Tím vzniká součtový proud, na který je nutné si dát pozor. S tímto proudem je nutné počítat při dimenzování, protože více zatěžuje tranzistory a diody. Stejný součtový proud vzniká i při vypínání spínače S7 a současném sepnutí S9 a S6.



Obrázek 23 – Průběhy řídicích pulzů spínačů



Obrázek 24 – Průběhy napětí a proudu na transformátoru



Obrázek 25 – Průběhy proudu tlumivkou L3

Na obrázku 24 jsou průběhy napětí a proudu na transformátoru. Protože se jedná o ideální transformátor a nejsou zde řešeny rozptylové indukčnosti, tak napětí na straně A i B transformátoru jsou stejné. Proud vinutím na A straně transformátoru je pro přehlednost invertován.

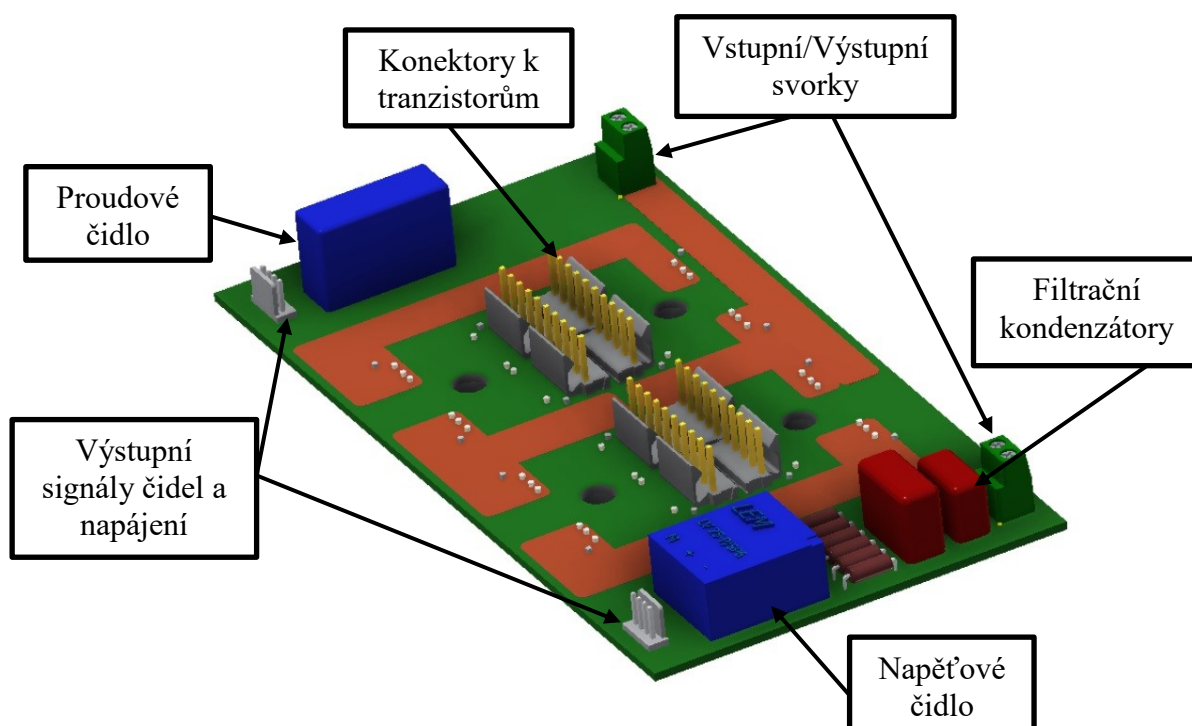


## 5 Realizace laboratorního modelu

V této části práce je popsána konstrukce laboratorního modelu obousměrného DC/DC měniče, jeho návrh a konečná realizace. Laboratorní model byl realizován na základě výsledků dimenzování, simulací a výpočtů. Jedná se o laboratorní model složený ze dvou dvouvrstvých výkonových DPS. Dále pak z chladičů, budicích obvodů, řídicího systému a pojistek. Celý měnič je následně uložen do velké kovové skříně. 3D modely jsou vytvořeny v programovém prostředí Autodesk Inventor.

### 5.1 Výkonové DPS

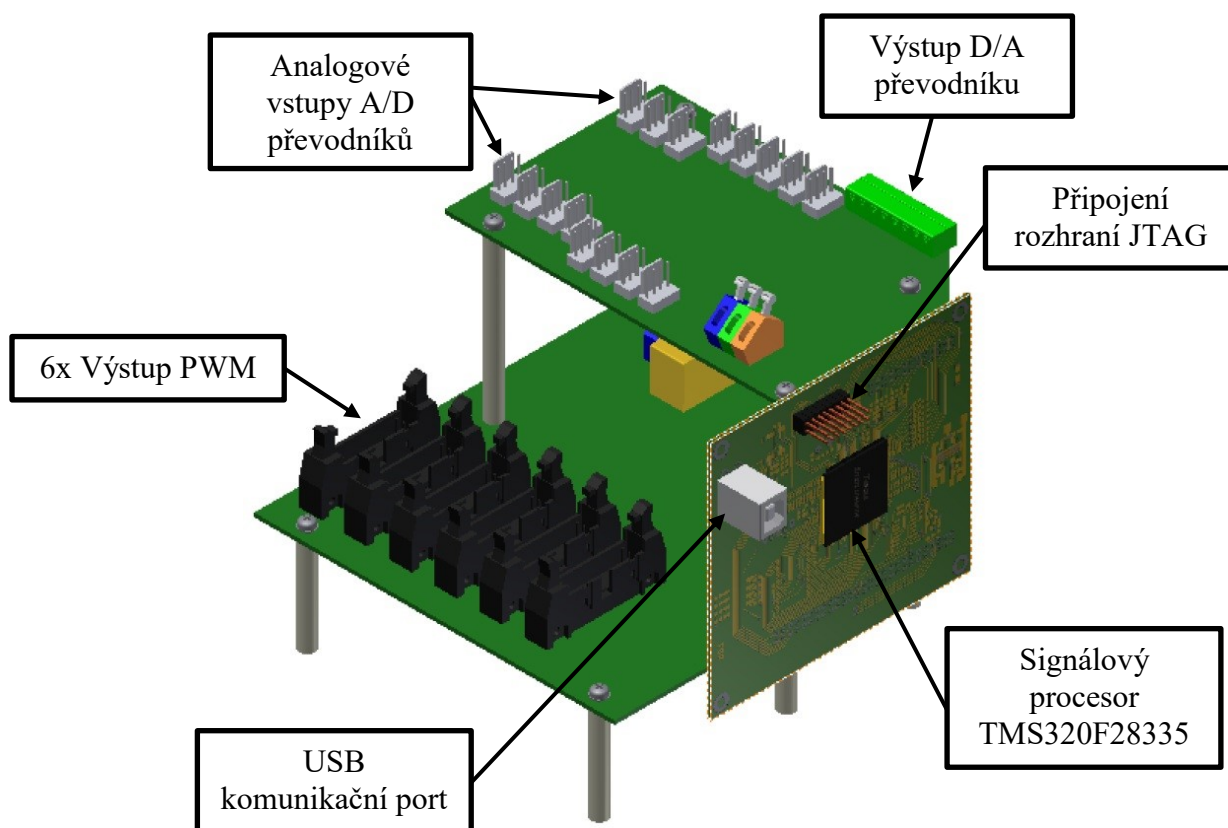
Tyto desky jsou konstrukčně řešeny stejným způsobem pro napěťový střídač i pro maticový měnič. Obvodové zapojení těchto desek je totožné a tedy jednofázový střídač obsahuje také čtyři tranzistorové moduly stejně jako maticový měnič. Rozdíl je v tom, že střídač používá pouze jeden tranzistor v modulu a druhý je zkratován, tedy stále vypnut. Na DPS jsou spolu s výkonovými IGBT moduly také napěťová a proudová čidla. Napěťové čidlo je umístěno v blízkosti zdroje. Proudové čidlo měří proud na vinutí transformátoru. Deska je dvoustranná a je vytvořena v návrhovém programu EAGLE. Kompletní dokumentace k DPS je přiložena v příloze 1.



Obrázek 26 – 3D model výkonové DPS

## 5.2 Řídicí systém měniče

Použitý řídicí systém a jeho základní charakteristika je popsána v kapitole 3. TMS320F28335 je signálový procesor postaven na CMOS technologii se spínací frekvencí 150 MHz. Pro svou funkci potřebuje dvě napětí 1,9 V a 3,3 V. Procesor pracuje s 32 bitovou šířkou slova a počítá s plovoucí řadovou čárkou (norma IEEE-754). Tento procesor se nachází na procesorové desce. K této procesorové desce jsou připojeny další dvě desky, a to analogová a digitální. Tyto desky jsou vybaveny periferiemi pro spolehlivé a bezpečné řízení měniče. Pro ověření funkčnosti laboratorního vzorku se pracovalo s periferiemi zdrojů PWM a A/D převodníků. Komunikace řídicího systému s nadřazeným systémem (v našem případě PC) zabezpečuje rozhraní USB. Dále je využito rozhraní JTAG k programování a k „real-time“ doladování programu. Samotné nastavování algoritmu procesoru probíhá pomocí vývojového softwaru Code Composer Studio v5.2.1.

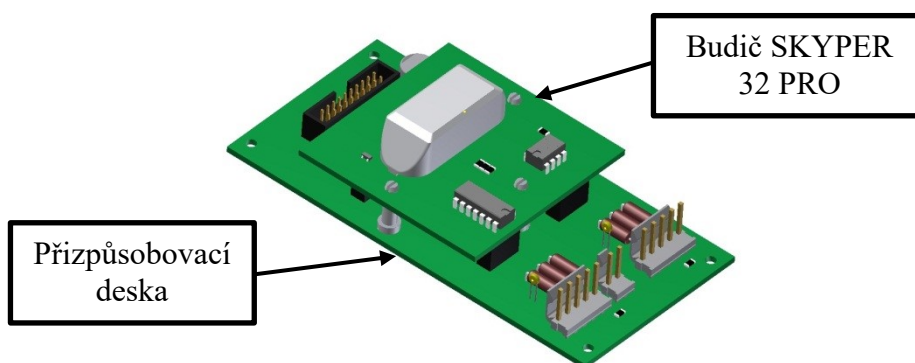


Obrázek 27 – 3D model řídicího systému



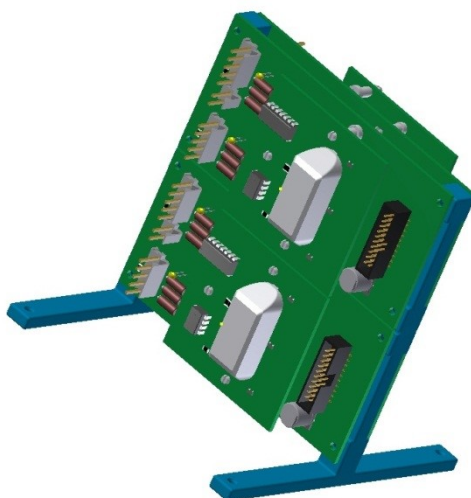
### 5.3 Budiče

Budicí obvody IGBT tranzistorů jsou popsány v kapitole 2.1.2. Hlavní úlohou budiče je generování kvalitního řídicího signálu pro spínání IGBT součástky. Budič je napájen +15 V z výstupu PWM řídicího systému. Řídicí systém generuje spínací pulzy o hodnotě +15 V a vypínací pulzy o hodnotě 0 V. Budič tyto signálové pulzy zpracuje, galvanicky oddělí od řídicí části a dále výkonově posílí. Na výstupu pak generuje zapínací a vypínací signál  $U_G$  o hodnotě +15 V a -7 V. Podrobnější popis nastavení parametrů budiče je popsán v příloze 3.



Obrázek 28 – 3D model budiče a přizpůsobovací desky

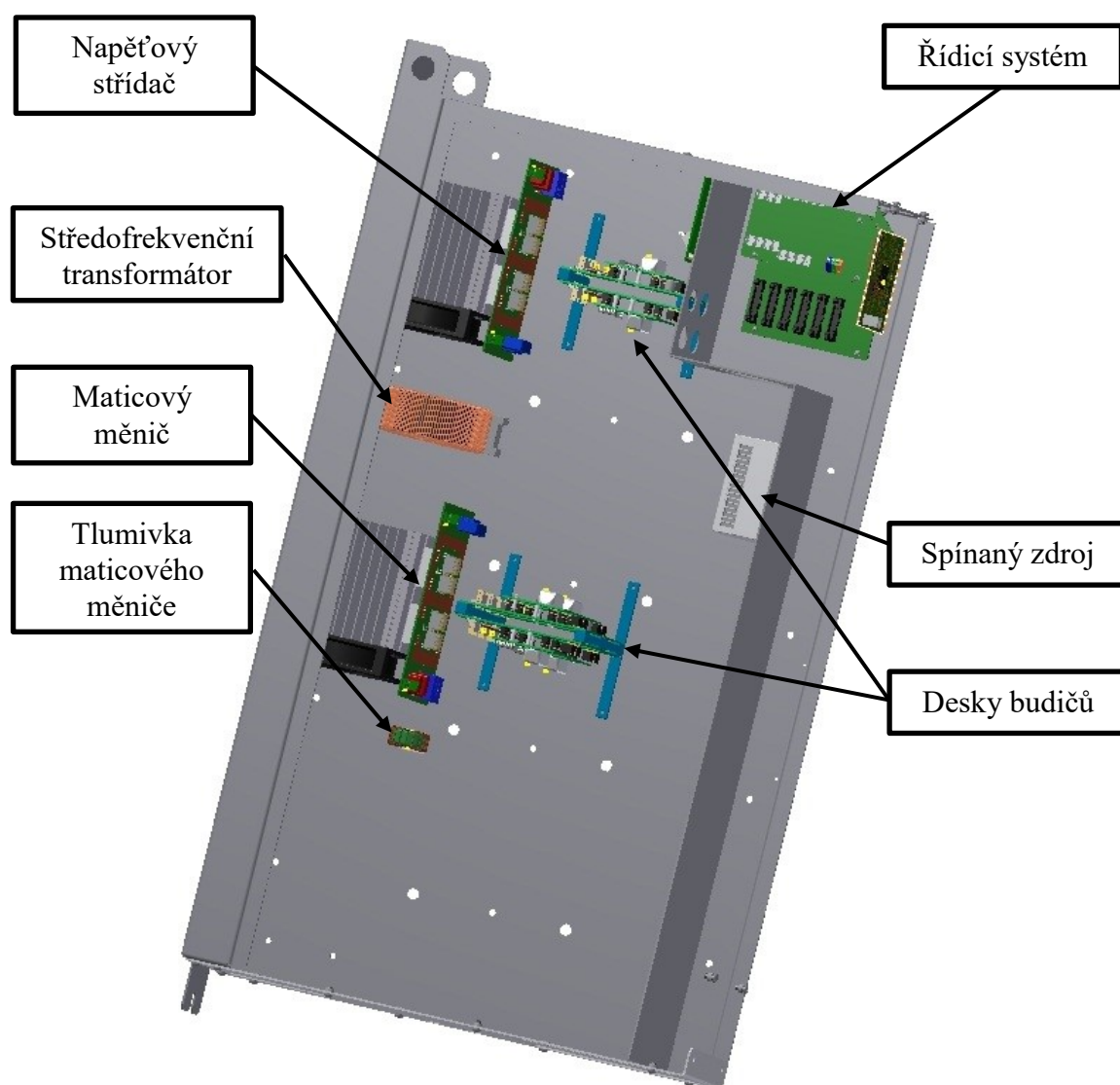
Pro proudový střídač jsou potřeba čtyři budiče. Z důvodu co nejkratšího vedení spínacích signálů z budiče na tranzistor byl na katedře elektroniky zhotoven budičový stojan. Tento plastový stojan je navržen právě pro 4 budiče s přizpůsobovacími deskami (viz. Obrázek 29).



Obrázek 29 – 3D model sestavy budičů na stojanu

## 5.4 Koncepce měniče

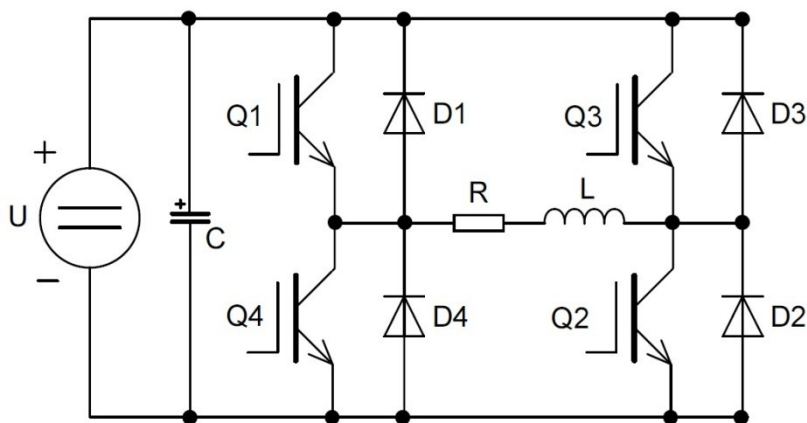
Celá koncepce měniče byla navržena do již hotové kovové skříně, která byla vytvořena na fakultě elektroniky. Všechny použité komponenty jsou uloženy do této skříně o rozměrech 900x540x150 mm. Z důvodů přehlednosti jsou v 3D modelu vynechány šroubové spoje a kabeláž. Výkonové DPS s IGBT tranzistory jsou umístěny na hliníkový chladič P3/120. Na oba chladiče je přidán DC ventilátor (nucené chlazení). Chladiče s ventilátory jsou umístěny za sebou tak, aby vytvořily vzduchový tunel. Úkolem toho tunelu je vyvádění teplého vzduchu ven z měniče. Vzhledem k možnému rušení je řídicí systém oddělen plechovou přepážkou. Kompletní model měniče je uveden v příloze 4.



Obrázek 30 – 3D model obousměrného DC/DC měniče

## 5.5 Ověření funkčnosti laboratorního modelu

Poslední část práce se zabývá ověřením funkčnosti realizovaného laboratorního modelu. Funkčnost výkonové DPS byla testována v zapojení jednofázového střídače s R-L zátěží. Princip spínání spínačů Q1 až Q4 je převzat z kapitoly 1.4.1. Schéma jednofázového napětového střídače je uvedeno na obrázku 31.



Obrázek 31 – Schéma střídače pro ověření funkčnosti výkonové DPS

Hlavní podmínkou napětového střídače je implementování ochranné doby mezi vypínáním jedné dvojice spínačů a zapínáním druhé dvojice. Při nedodržení této podmínky by docházelo ke zkratování napájecího zdroje.

Při použití IGBT modulu je zřejmé, že jeden ze dvou tranzistorů v pouzdře musí být vypnut. Proto se u každého BOT tranzistoru v modulu spojí hradlo, emitor a kolektor do jednoho uzlu. Tím je dosaženo vypnutí spínače a rozpojení obvodu zpětné diody. Pro zachování funkce měniče (přenos energie mezi akumulacími systémy) byl jako napájecí zdroj vybrán 12V autoakumulátor. Hodnota rezistoru zátěže byla zvolena  $R = 11 \, \Omega$  a indukčnost cívky  $L = 31 \, \mu\text{H}$ . Frekvence spínání byla nastavena na 10 kHz a ochranná doba na 1  $\mu\text{s}$ .

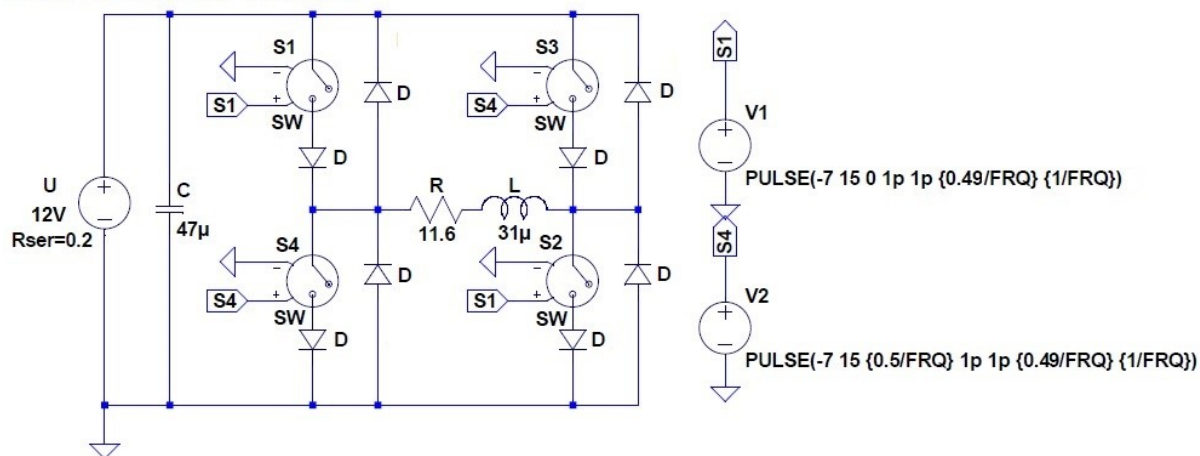
Nejdříve byla provedena simulace zapojení s výše popsány parametry. Na následujících obrázcích 32 a 33, je zobrazeno simulační schéma spolu se základními průběhy veličin střídače.

frekvence spínání

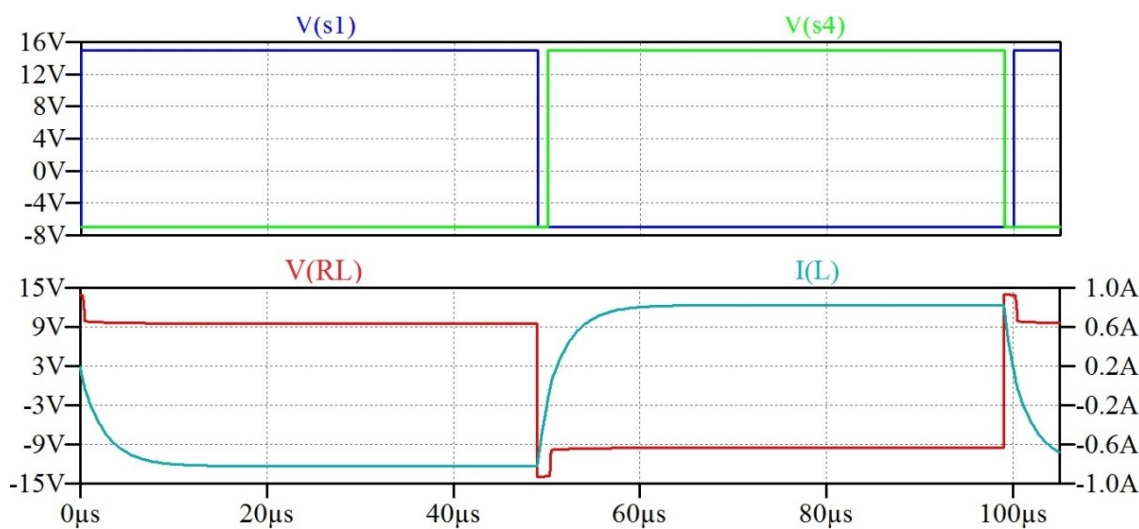
.param FRQ = 10k

.model SW SW(Ron=0.1 Vt=5)

.model D D(Ron=0.1 Roff=1G Vfwd=1)



Obrázek 32 – Schéma zapojení jednofázového střídače v programu LTspice

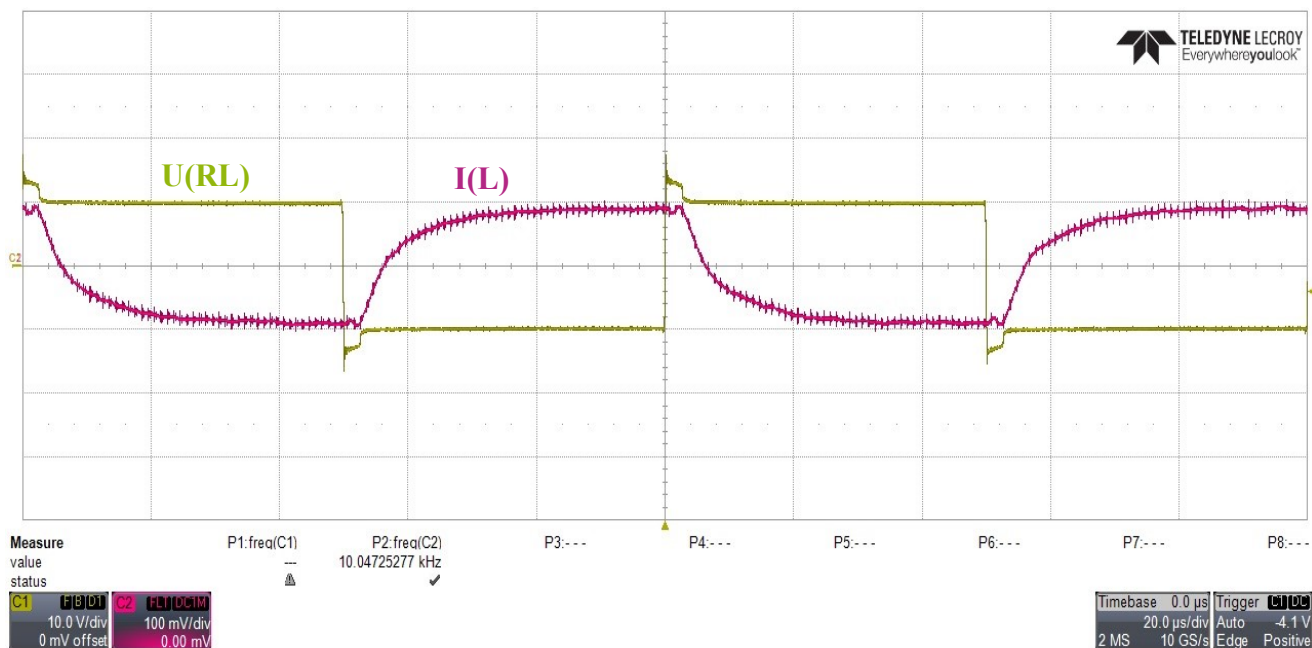


Obrázek 33 – Základní průběhy jednofázového střídače napětí

Po ověření zapojení střídače pomocí simulace bylo možno schéma zrealizovat.

Použité přístroje a komponenty pro testování laboratorního modelu:

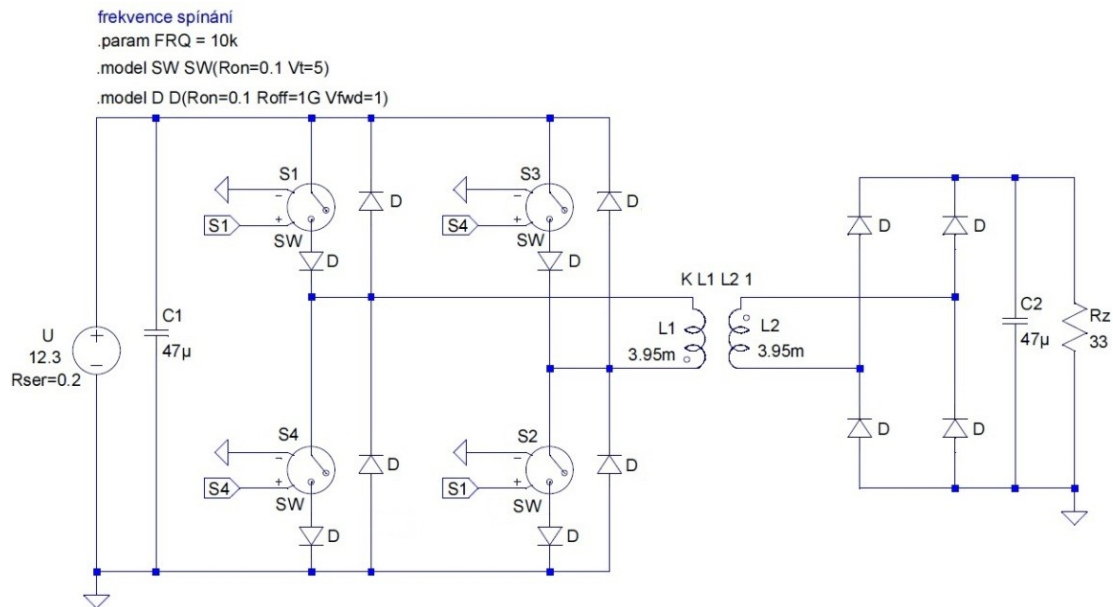
- Osciloskop LeCroy WaveRunner 604Zi
- Autoakumulátor Alpin 12V, 100 Ah, 800 A-EN
- Realizovaná výkonová DPS
- Řídicí systém se signálovým procesorem TMS320F28335
- Proudová sonda (rozsah: 100mV/1A)
- Budiče SKYPER 32 PRO
- Dvojčinný můstkový usměrňovač, sestaven z rychlých diod KY 194



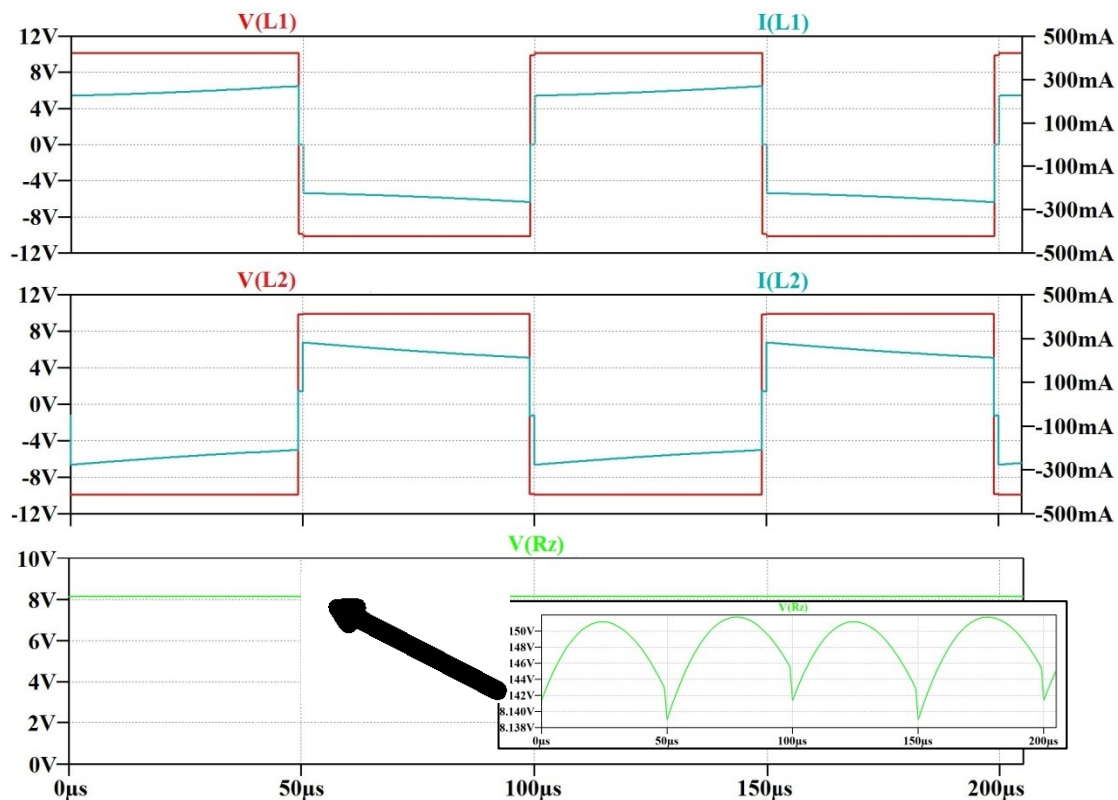
Obrázek 34 – Změřené průběhy na R-L zátěži jednofázového střídače

Při porovnání nasimulovaných a naměřených hodnot je patrné, že se průběhy příliš neliší. Napětový překmit je dán zpětnými diodami, které vedou v ochranné době. Přes tyto diody se část energie z cívky vrací zpět do zdroje. Ochranná doba 1  $\mu$ s je nastavena tak, aby proud cívkou exponenciálně narůstal nebo klesal kontinuálně. V případě delší ochranné doby by se po odčerpání energie z indukčnosti proud cívkou ustálil na nulové hodnotě. Při dalším zapnutí by proud pokračoval v toku dle sepnuté kombinace spínačů. Při nastavování ochranných dob je nutno vycházet z dob zapínání a vypínání tranzistoru. V tomto případě je tedy možné vygenerovat nejkratší ochrannou dobu s použitým IGBT tranzistorem SK60GM123 0,5  $\mu$ s.

Další část ověření funkčnosti laboratorního modelu se zabývá měřením na realizovaném transformátoru. Na primární stranu transformátoru je připojen výše otestovaný napětový střídač a na sekundární straně je dvojitý můstkový usměrňovač s odporovou zátěží. Stejně jako u napětového střídače je nejdříve provedena simulace zapojení. Frekvence spínání střídače je 10 kHz spolu s ochrannou dobou 1  $\mu$ s. Odporová zátěž má hodnotu 33  $\Omega$ . Na následujících obrázcích je uvedeno simulační schéma spolu s jeho základními průběhy proudu a napětí.



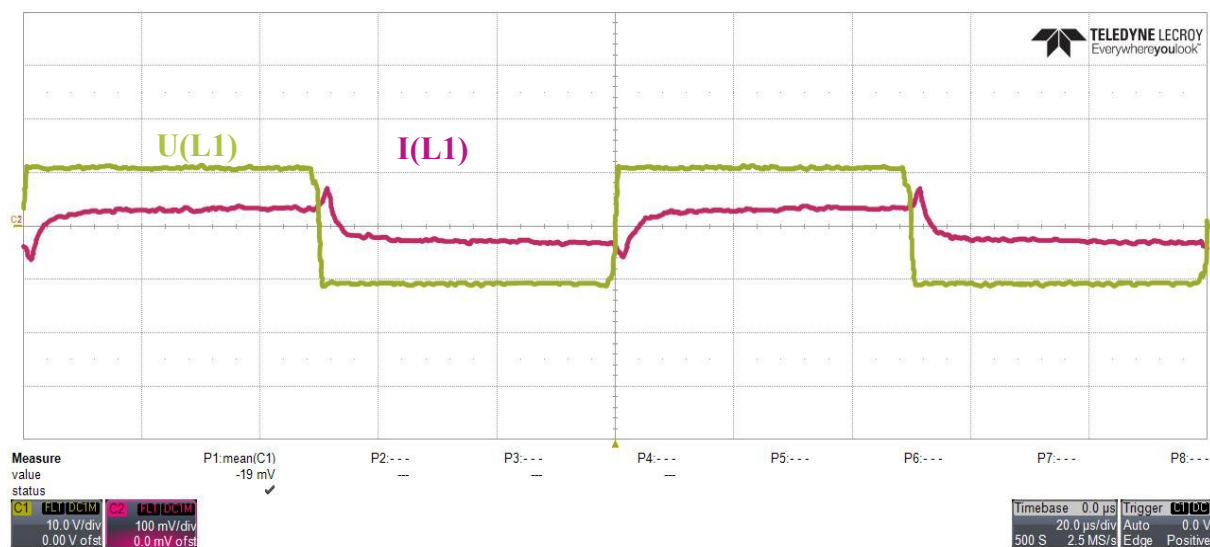
Obrázek 35 – Schéma zapojení pro ověření funkčnosti transformátoru



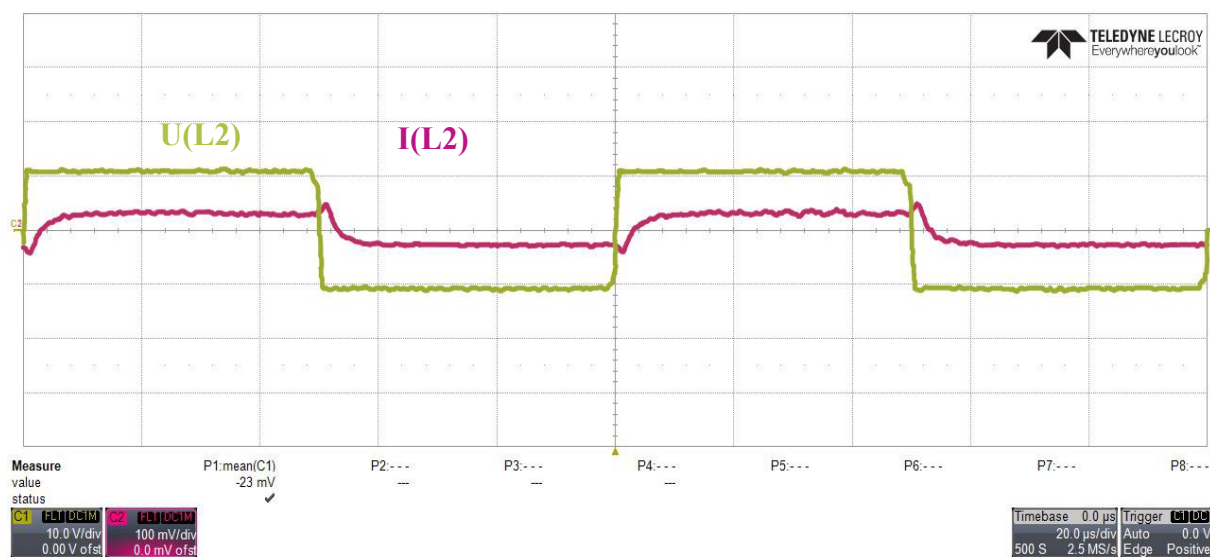
Obrázek 36 – Průběhy proudu a napětí na transformátoru spolu s napětím na zátěži



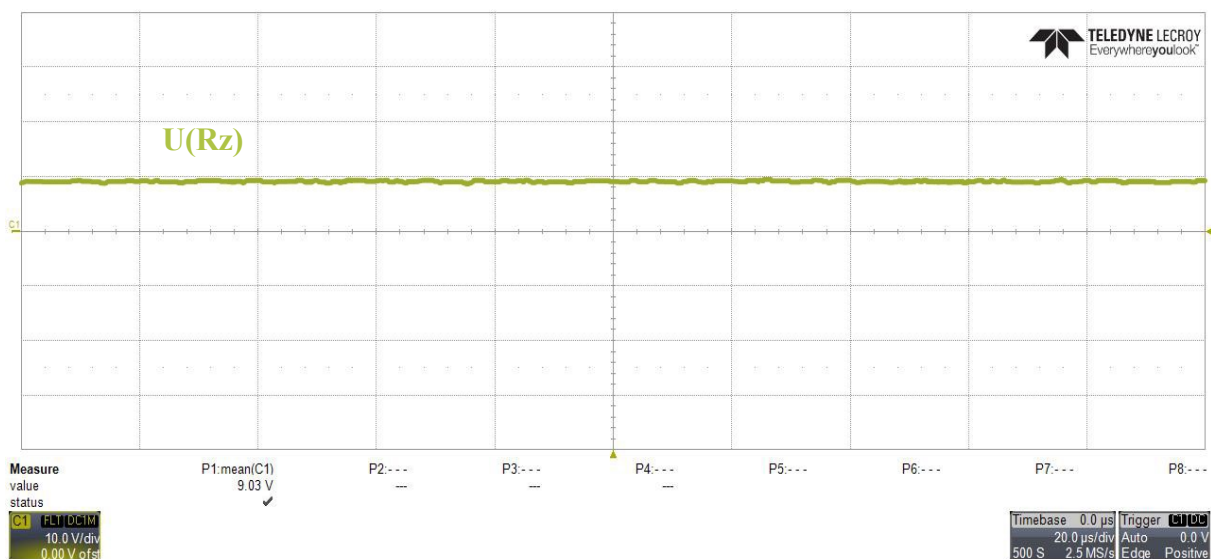
Po ověření zapojení pomocí simulace bylo možno schéma s transformátorem zrealizovat.



Obrázek 37 – Změřené průběhy proudu a napětí na primární straně transformátoru



Obrázek 38 – Změřené průběhy proudu a napětí na sekundární straně transformátoru



Obrázek 39 – Změřený průběh napětí na odporové zátěži

Cílem tohoto měření bylo ověřit funkčnost realizovaného transformátoru pro galvanické oddělení měniče s transformačním poměrem 1:1. Při porovnání nasimulovaných a změřených hodnot je patrné, že průběhy odpovídají simulačním předpokladům. Napětí na obou svorkách transformátoru má obdélníkový průběh s hodnotami napětí +10V a -10V. Při porovnání proudu je patrné, že při reálném měření je proud vinutím transformátoru konstantní. To je způsobeno velkým rozsahem proudové sondy (100mV/1A). Proud transformátorem má malé zvlnění cca 100mA a to není možné na použité proudové sondě detekovat. Napětí na zátěži má konstantní hodnotu 9V.



## Závěr

Cílem diplomové práce bylo navrhnout a realizovat obousměrný DC/DC měnič. Dílčím cílem bylo přesné dimenzování použitých součástek s následnou realizací.

V úvodu práce jsou popsány základní koncepce obousměrných DC/DC měničů s galvanickým oddělením. Součástí je základní popis spolu s jejich základními průběhy proudů a napětí. Dále je pozornost věnována realizovanému měniči spolu s jeho podrobným popisem funkce. Dále se práce zabývá dimenzováním použitých součástek měniče. Je popsáno nastavení budiče, jeho základní vlastnosti a postup při nastavování zkratových ochran, velikosti hradlových odporů aj. V kapitole dimenzování je kladen důraz na návrh středofrekvenčního transformátoru. Kde jsou vypočteny např. ztráty vinutí transformátoru, hysterezní ztráty v jádře, magnetizační proud atd. Výpočty pro návrh chlazení vycházejí z maximálního zatížení měniče a jsou tedy mírně předimenzovány. V práci je stručně popsán použitý řídicí systém postavený na signálovém procesoru od firmy Texas Instruments. Další kapitola se zabývá simulací přenosu energie z jedné strany měniče na druhou. Všechny simulace v práci jsou prováděny v programovém prostředí LTspice. V rámci simulací jsou použity ideální součástky. Dále jsou zobrazeny simulační schémata jednotlivých stavů měniče spolu s jejich popisem a průběhy základních veličin. Poslední část práce se zabývá realizací laboratorního modelu měniče. Všechny komponenty jsou namodelovány v programovém prostředí Autodesk Inventor. Svými hlavními rozměrovými parametry odpovídají reálným komponentům. Součástí je jejich hlavní popis a funkce. V závěru práce je pomocí laboratorního modelu (v zapojení napěťový střídač) provedeno ověření funkčnosti výkonové DPS spolu s realizovaným středofrekvenčním transformátorem.

Tato práce popisuje teorii a následnou realizaci obousměrného DC/DC měniče. Realizovaný laboratorní model obousměrného DC/DC měniče může sloužit jako zdroj dalších témat k diplomovým pracím katedry.

## Seznam použité literatury

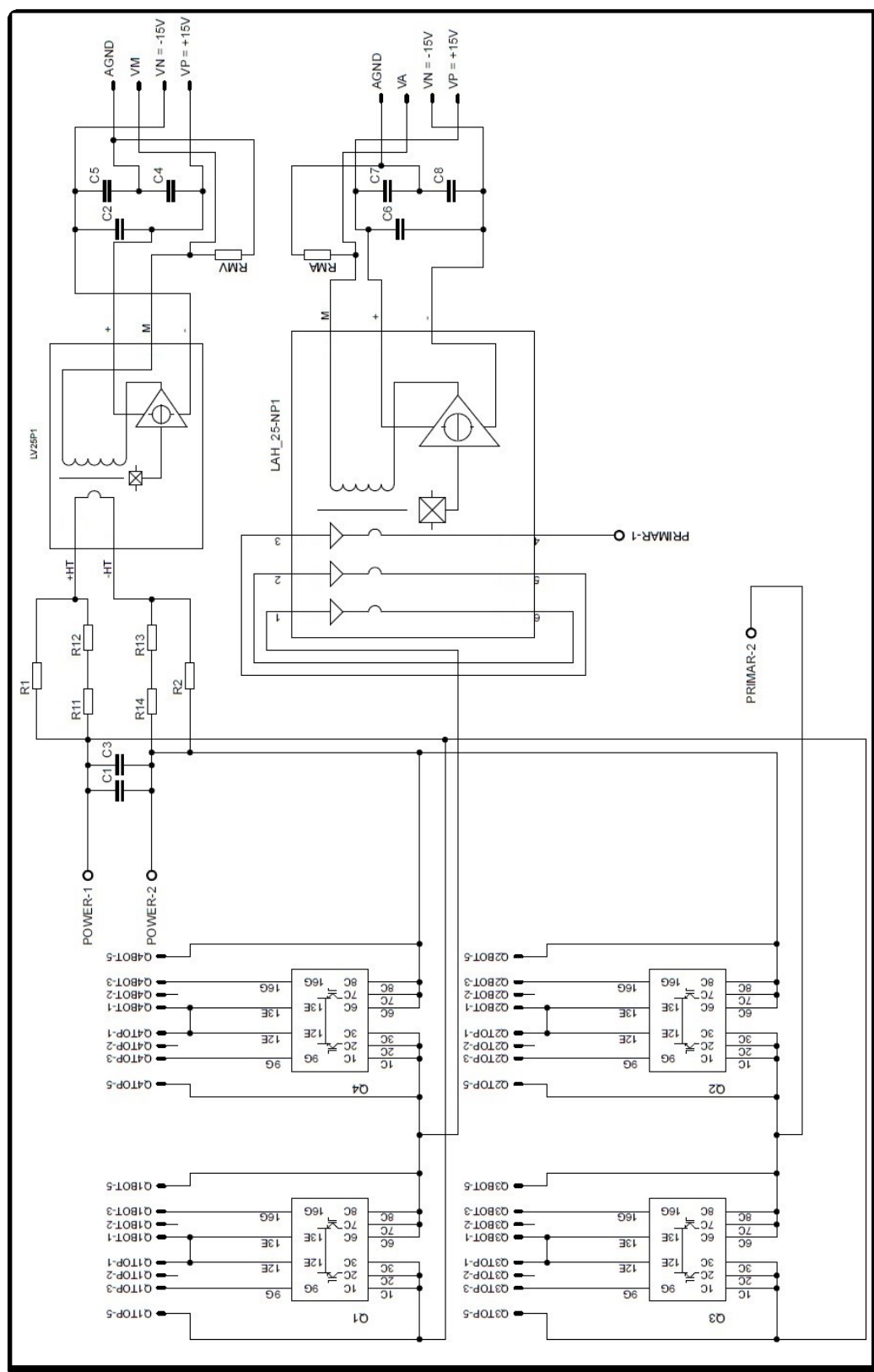
1. KARSHENAS, Hamid R., H. DANESHPAJOOH, A. SAFAEE, J. PRAVEEN, and A BAKHSHAI. *Bidirectional DC-DC Converters for Energy Storage Systems*. Department of Electrical and Computer Engineering, Queen's University, Kingston; Isfahan University of Tech., Isfahan; Canada, Iran. [online]. [cit. 2016-3-04]. Dostupné z: <http://cdn.intechopen.com/pdfs-wm/20368.pdf>
2. CHUDÁREK, Michal. *Řídicí jednotka reverzibilního DC/DC měniče*. Ostrava, 2015. Diplomová práce. VŠB-Technická univerzita Ostrava, Fakulta elektroniky a informatiky, Katedra elektroniky.
3. BOHNJAT, Martin. *Výkonová část reverzibilního DC/DC měniče*. Ostrava, 2015. Diplomová práce. VŠB-Technická univerzita Ostrava, Fakulta elektroniky a informatiky, Katedra elektroniky.
4. VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika – měniče s vlastní komutací a bez komutace, svazek 3*. 1. Vyd. Plzeň: ZČU Plzeň, 1998. 252 s. ISBN 80-7082-485-9
5. Datasheet. SEMIKRON, SK60GM123. [online]. [cit. 2016-3-04]. Dostupné z: <http://datasheet.octopart.com/SK60GM123-Semikron-datasheet-33008557.pdf>
6. Datasheet. SEMIKRON, IGBT Driver Core, SKYPER 32 PRO R. [online]. [cit. 2016-3-04]. Dostupné z: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skyper-32-pro-r-l6100202>
7. Datasheet. T102/66/25-3C90. Ferroxcube. [online]. [cit. 2016-3-04]. Dostupné z: <http://datasheet.octopart.com/T102/66/25-3C90-Ferroxcube-datasheet-11536680.pdf>
8. Datasheet. *Material specification, 3C90*. Ferroxcube. [online]. [cit. 2016-3-04]. Dostupné z: <http://www.ferroxcube.com/FerroxcubeCorporateReception/datasheet/3c90.pdf>
9. FAKTOR, Zdeněk. *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*. Praha: BEN – Technická literatura, 2002. ISBN 80-86056-91-0.
10. Datasheet. *Soft Ferrites and Accessories, Data Handbook*. Ferroxcube, 2013. [online]. [cit. 2016-3-03]. Dostupné z: [http://www.ferroxcube.com/FerroxcubeCorporateReception/datasheet/FXC\\_HB2013.pdf](http://www.ferroxcube.com/FerroxcubeCorporateReception/datasheet/FXC_HB2013.pdf)
11. KUZDAS, Jan. *Nové koncepce výkonových pulzních měničů s použitím extrémně rychlých spínacích polovodičů na bázi karbidu křemíku*. Brno, 2014. Dizertační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky.

12. Datasheet. *SEMIKRON, Adaptor board, Board 1 SKYPER 32PRO R*. [online]. [cit. 2016-3-04]. Dostupné z: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-board-1-skyper-32pro-r-l6100231.pdf>
13. FAKTOR, Zdeněk. *Transformátory a cívky*. Praha: BEN – Technická literatura, 1999. ISBN 80-86056-49X.
14. Krismer, F., Biela, J. a Kolar, J.W. *A comparative evaluation of isolated bi-directional DC/DC converters with wide input and output voltage range*. Swiss Federal Institute of Technology. Zurich, Switzerland. [online]. [cit. 2016-2-28]. Dostupné z: [https://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=1518368&tag=1](https://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1518368&tag=1)
15. Chladiče a příslušenství. ČKD Elektronika. [online]. [cit. 2016-3-03]. Dostupné z: [http://www.ckde.cz/kiwi\\_files/CKDE/ckde.katalog\\_chladice.cz.pdf](http://www.ckde.cz/kiwi_files/CKDE/ckde.katalog_chladice.cz.pdf)
16. Datasheet. *Voltage Transducer LV 25-P*. LEM. [online]. [cit. 2016-2-12]. Dostupné z: <http://www.lem.com/docs/products/lv%2025-p.pdf>
17. Datasheet. *Current Transducer LAH 25-NP*. LEM. [online]. [cit. 2016-2-12]. Dostupné z: <http://www.lem.com/docs/products/lah%2025-np%20e.pdf>
18. *Isolated current and voltage transducers, characteristics – applications – calculations*. LEM. [online]. [cit. 2015-4-22]. Dostupné z: [http://www.lem.com/images/stories/files/Products/P1\\_5\\_1\\_industry/CH24101E.pdf](http://www.lem.com/images/stories/files/Products/P1_5_1_industry/CH24101E.pdf)
19. ČERNÍK, Martin. *Výkonové polovodiče spínače a výkonová elektronika*. 1. vyd. Liberec: Technická universita v Liberci, 2008. 95 s. ISBN 9788073724054
20. CHLEBIŠ, Petr. *Výkonová elektronika I: pro kombinované a distanční studium*. Ostrava: VŠB Ostrava, 2003.
21. PAVELKA, Jiří a Z. ČEŘOVSKÝ. *Výkonová elektronika*. 3. vyd. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2009. 226 s. ISBN 978-80-01-03626-6
22. PÁNEK, D., V. KOTLAN a P. KARBAN. LTspice- pracovní verze. *Home.zcu.cz/~lsroubov/* [online]. ©2011 [cit. 2016-3-2]. Dostupné z: [http://home.zcu.cz/~lsroubov/TE1/LTspice\\_navod.pdf](http://home.zcu.cz/~lsroubov/TE1/LTspice_navod.pdf)

## **Seznam příloh**

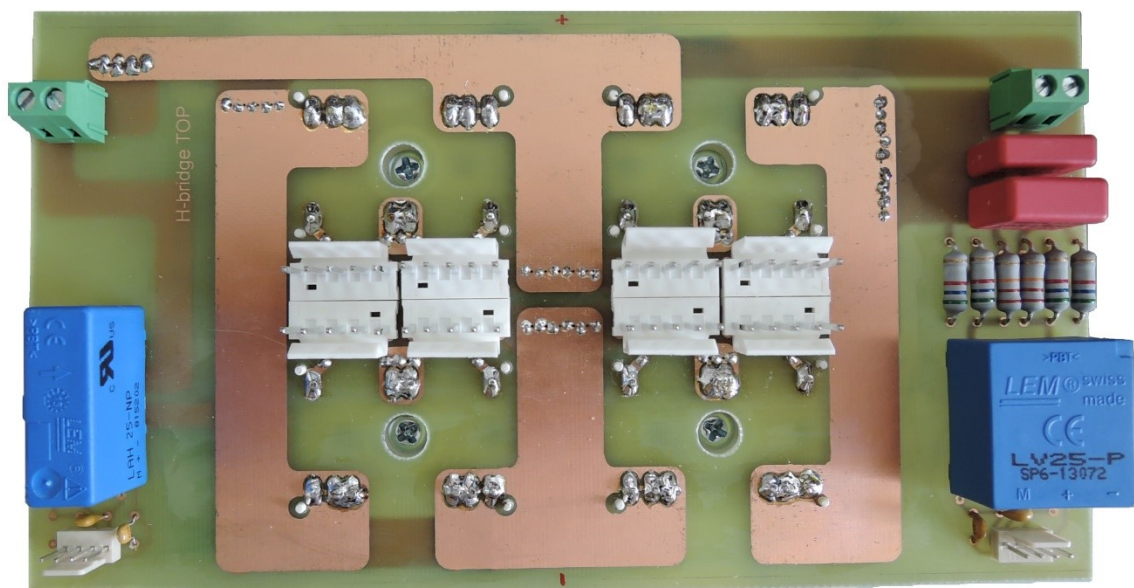
Příloha 1:	Výkonová DPS
Příloha 2:	Popis řídicího systému
Příloha 3:	Budič, nastavení přizpůsobovací desky
Příloha 4:	Realizace obousměrného DC/DC měniče

## Příloha 1: Výkonová DPS



Obrázek 1.1 – Schéma zapojení v programu EAGLE





Obrázek 1.5 – Realizovaná výkonová DPS

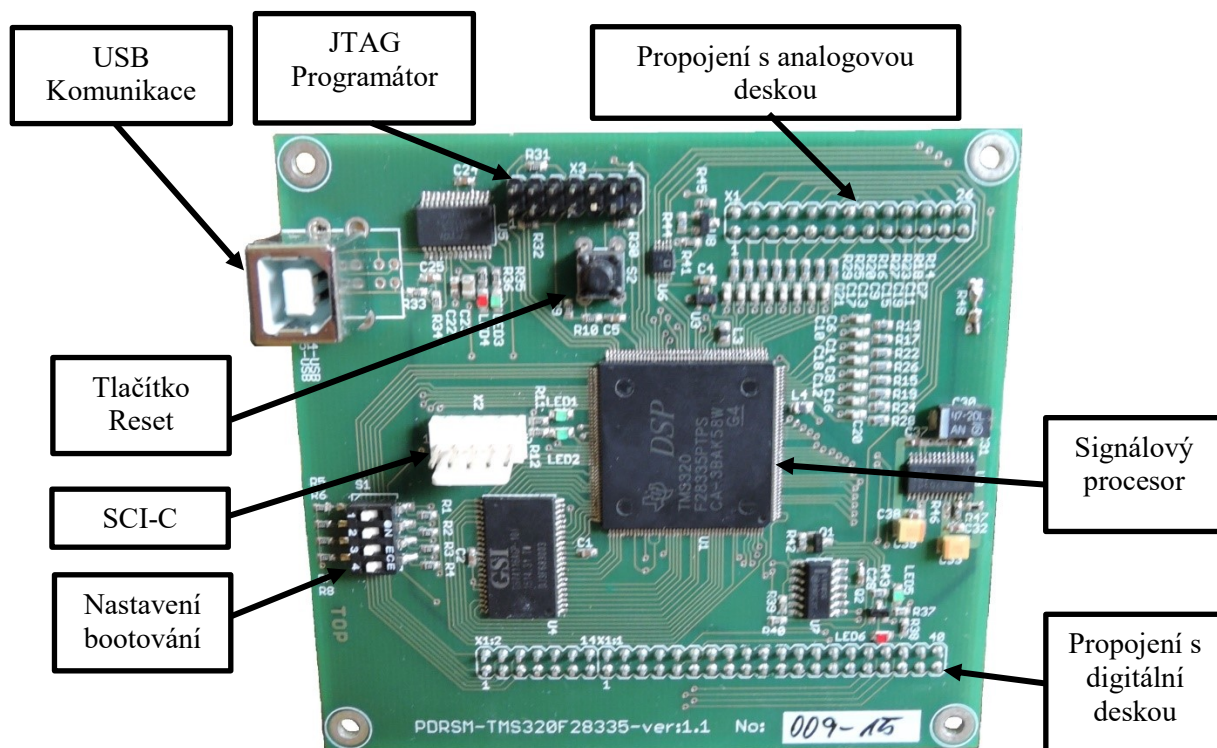
Tabulka 1.1 – Seznam součástek výkonové DPS

Součástka	Název, Hodnota	Počet kusů
C1	Kondenzátor, 220 nF/630 V	1
C2	Kondenzátor, 100 nF/630 V	1
C3-C8	Kondenzátor, 100 nF/50 V	6
J1,J2	Molex konektor, 22-23-2041	2
LAH25-NP	Proudové čidlo LEM	1
LV25P1	Napěťové čidlo LEM	1
POWER	Napájecí konektory, AKZ 700/2	1
PRIMAR	Výstupní konektory, AKZ 700/2	1
Q1-Q4	Tranzistor, SK60GM123	4
Q1TOP-Q4TOP	Konektor, KK-156-5	4
Q1BOT-Q4TOP	Konektor, KK-156-5	4
R1,R2	Rezistor, 22 kOhm	2
R11-R14	Rezistor, 5.6 kOhm	4
RMA,RMV	Rezistor, 120 Ohm	2



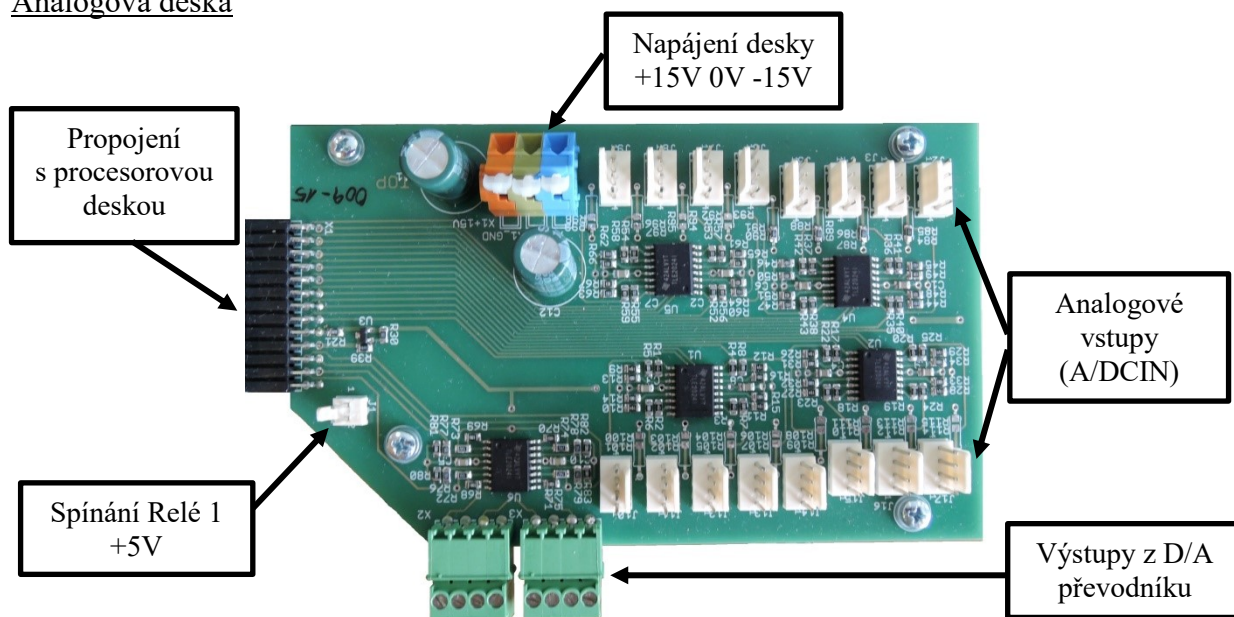
## Příloha 2: Popis řídicího systému

### Procesorová deska



Obrázek 2.1 – Procesorová deska

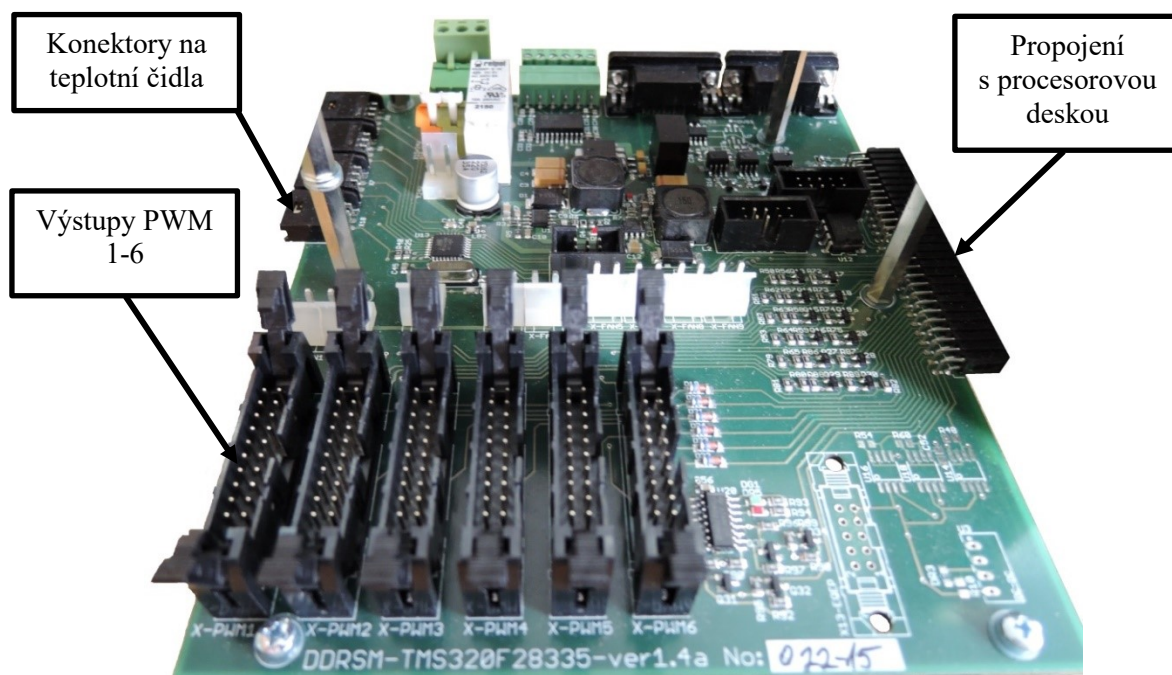
### Analogová deska



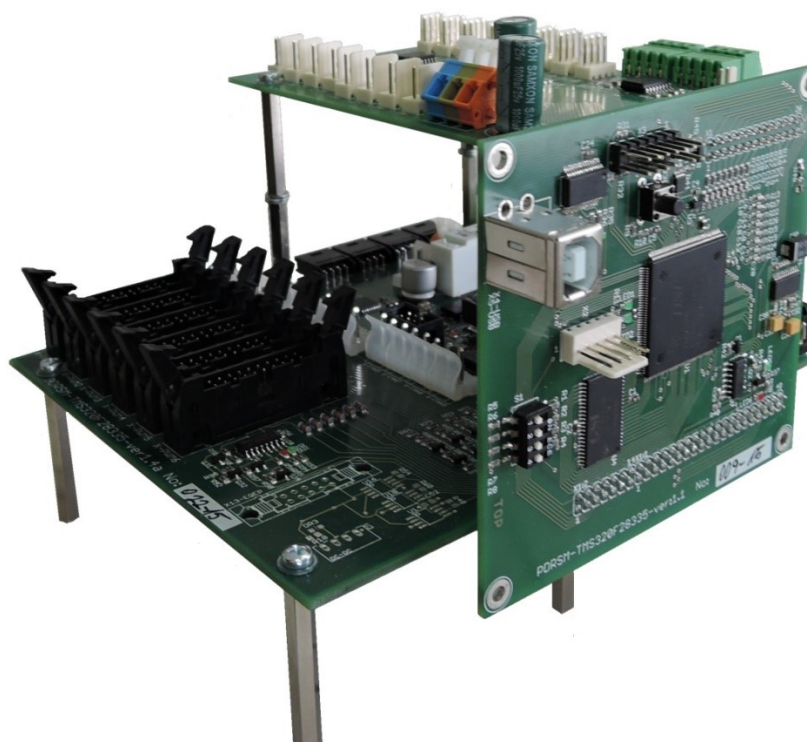
Obrázek 2.2 – Analogová deska



Digitální deska:

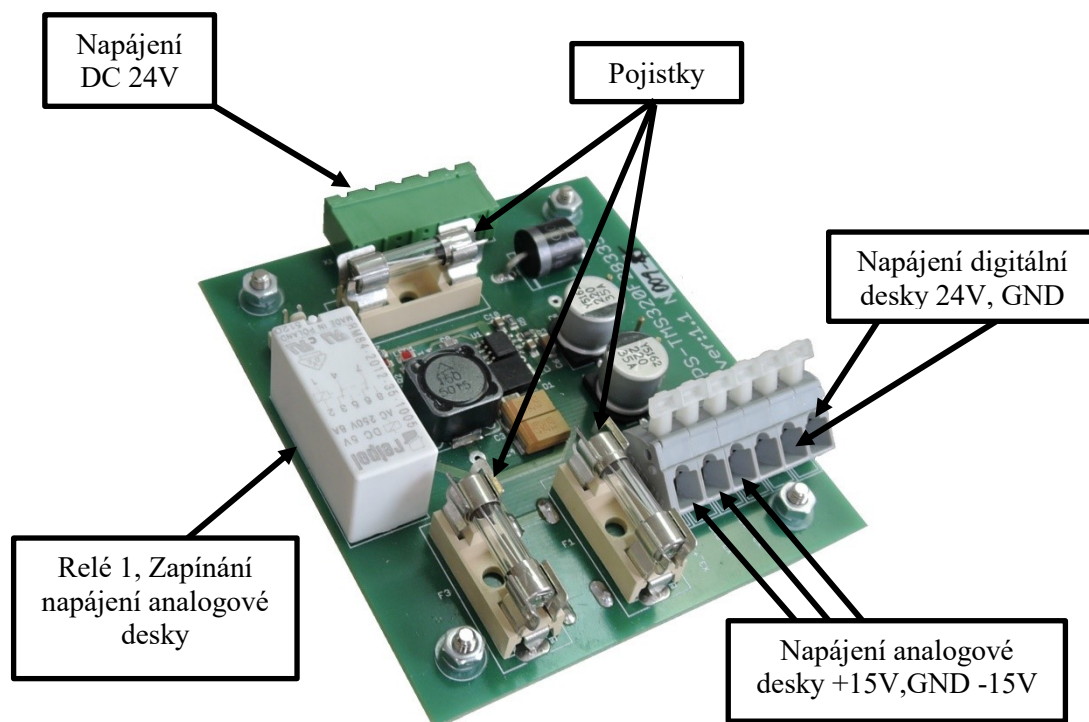


Obrázek 2.3 – Digitální deska



Obrázek 2.4 – Kompletní řídicí systém

Zdroj napájení řídicího systému:

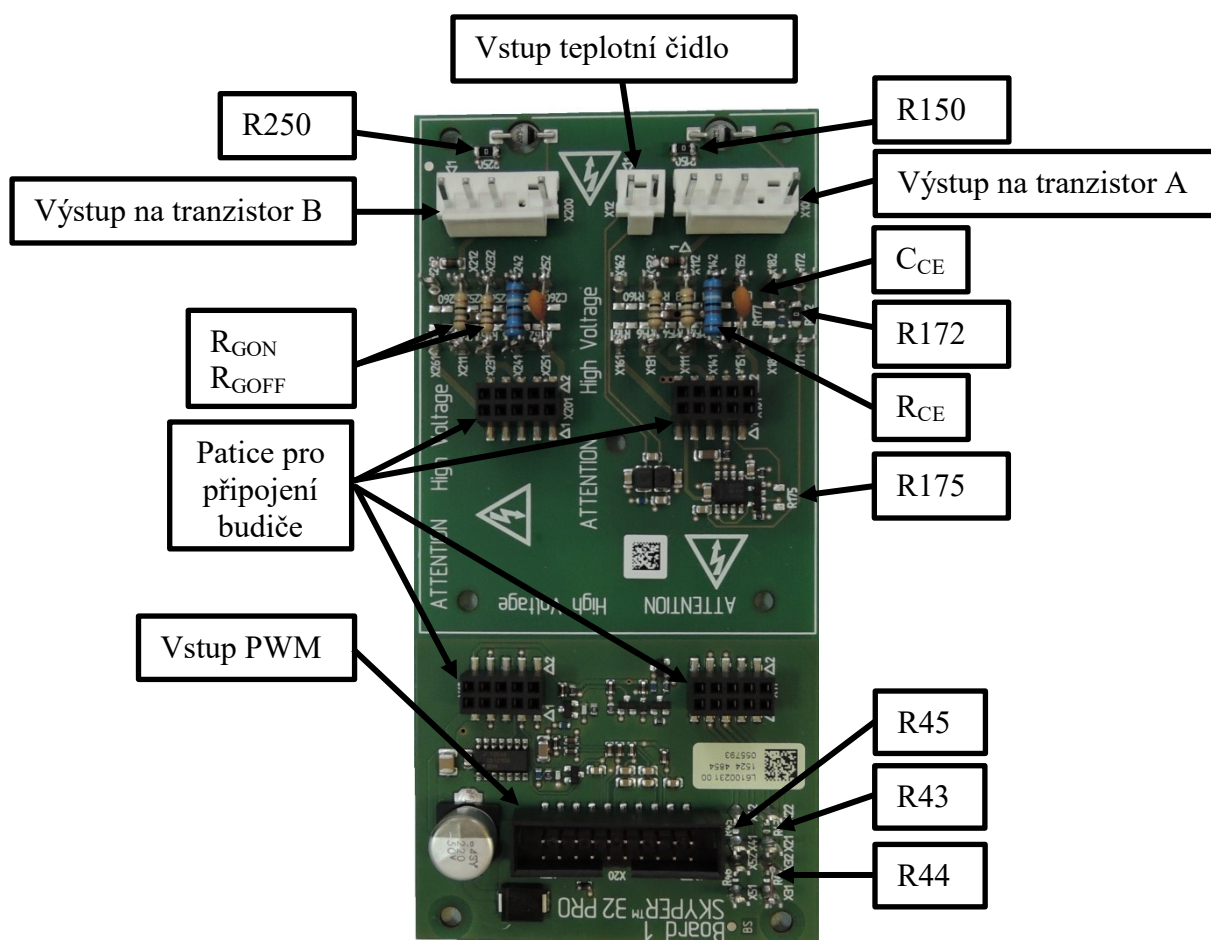


*Obrázek 2.5 – Zdroj napájení pro řídicí systém*

### Příloha 3: Budič, nastavení přizpůsobovací desky



Obrázek 3.1 – Budič SKYPER 32 PRO od firmy SEMIKRON



Obrázek 3.2 – Přizpůsobovací deska k budiči

### Nastavení přizpůsobovací desky budiče BOARD 1 SKYPER 32PRO

Přizpůsobovací deska se musí hardwarově optimalizovat pro určitý typ IGBT tranzistoru (modulu). Tato optimalizace se provádí pomocí diskretních součástek klasických nebo SMD. Na desce jsou pro klasické součástky přichystány pájecí vidlice a pro SMD součástky pájecí plošky. Při návrhu se vycházelo z aplikačního doporučení budiče a datasheetu přizpůsobovací desky. Většinou se jedná o klasické součástky, pokud není uvedeno jinak.[6,12]

Dynamická ochrana proti zkratu DSCP:

- TOP tranzistor:  $R_{CE} = 18\text{ k}\Omega$ , svorky X141 – X142  
 $C_{CE} = 330\text{ pF}$ , svorky X151 – X152
- BOT tranzistor:  $R_{CE} = 18\text{ k}\Omega$ , svorky X241 – X242  
 $C_{CE} = 330\text{ pF}$ , svorky X251 – X252
- Vysokonapěťová dioda: napájet rezistory  $R150 = R250 = 0\text{ }\Omega$  (SMD)

Nastavení ochranných dob (vypnutí hardwarového hlídání):

- Rezistory R45 a R43 odpájet (SMD)
- Rezistor R44 připájet ( $0\Omega$  SMD)

Nastavení hradlových zapínacích a vypínacích rezistorů:

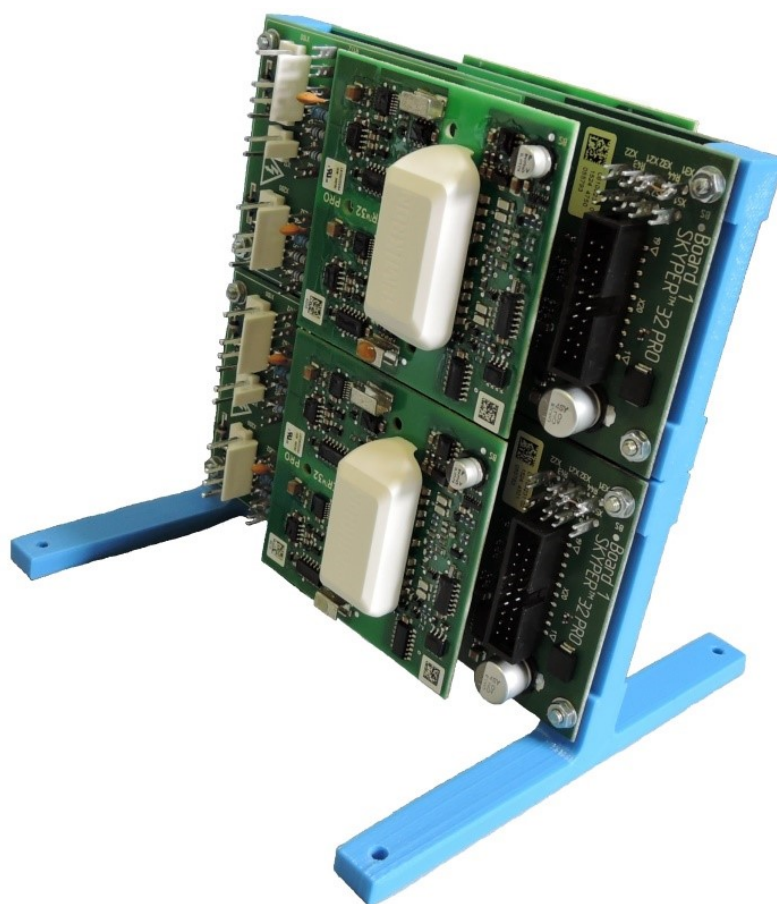
- $R_{GON} = 18\text{ }\Omega$ : TOP tranzistor na svorky X111 - X112  
BOT tranzistor na svorky X231 – X232
- $R_{GOFF} = 18\Omega$ : TOP tranzistor na svorky X131 – X132  
BOT tranzistor na svorky X211 – X212

Zablokování teplotního čidla:

- Připájet rezistor  $R172 = 0\text{ }\Omega$  (SMD)
- Odpájet rezistor R175 (SMD)



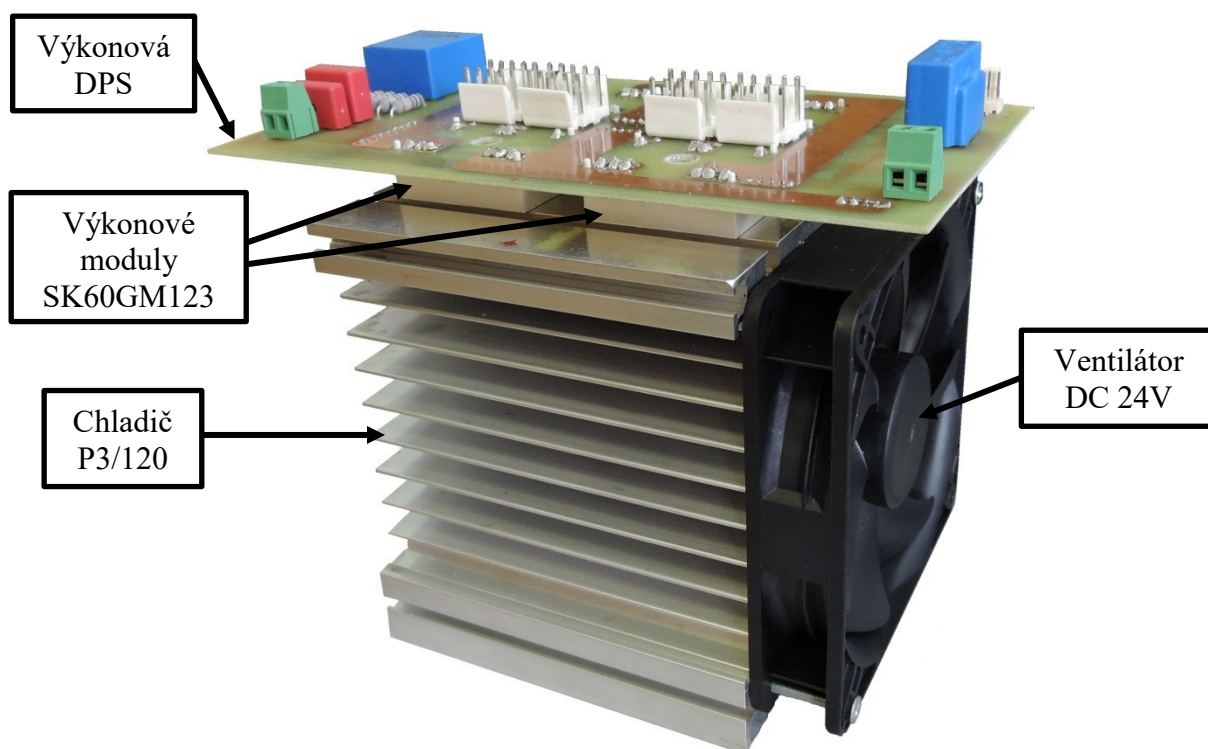
Obrázek 3.3 – Nastavená přizpůsobovací deska s budičem



Obrázek 3.4 – Sestava čtyř budičů na stojanu



## Příloha 4: Realizace obousměrného DC/DC měniče

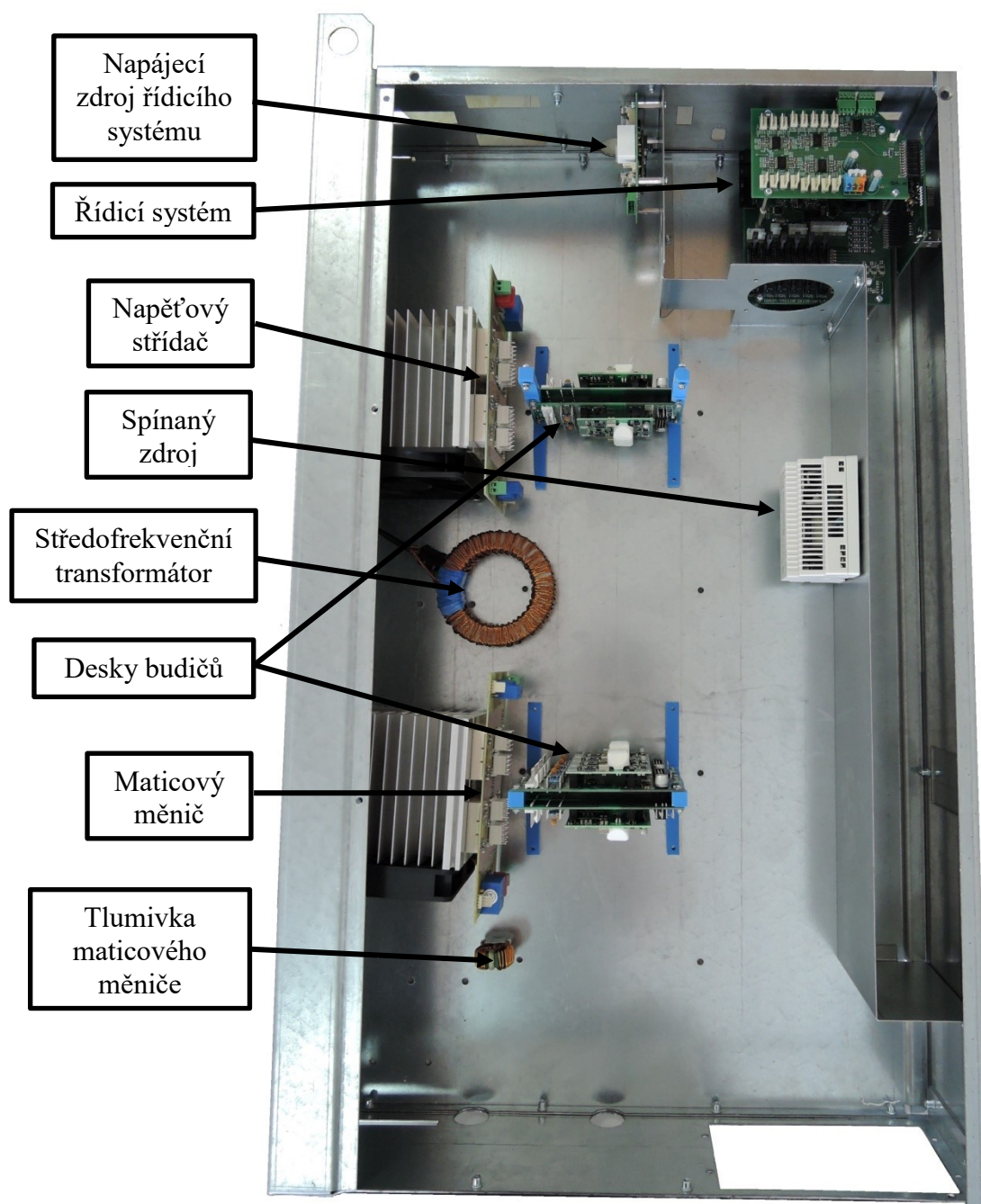


Obrázek 4.1 – Napěťový střídač s chladičem



Obrázek 4.2 – Ukázka propojení výkonové DPS s budiči tranzistorů

Stejně jako v kapitole 5.4 je i realizace vyfocena bez kabeláže z důvodů přehlednosti.



Obrázek 4.3 – Kovová skříň měniče o rozměrech 900x540x150 mm